



Atty. Dkt. No. 040302-0333

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

Applicant: Takaaki KARIKOMI

Title: CONTROL DEVICE FOR  
ELECTRIC MOTOR

Appl. No.: 10/629,896

Filing Date: 07/30/2003

Examiner: Unassigned

Art Unit: 2837

**CLAIM FOR CONVENTION PRIORITY**

Commissioner for Patents  
PO Box 1450  
Alexandria, Virginia 22313-1450

Sir:

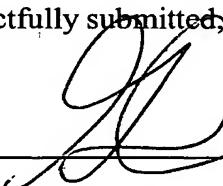
The benefit of the filing date of the following prior foreign application filed in the following foreign country is hereby requested, and the right of priority provided in 35 U.S.C. § 119 is hereby claimed.

In support of this claim, filed herewith is a certified copy of said original foreign application:

- JAPAN Patent Application No. 2003-271330 filed 07/07/2003.

Respectfully submitted,

By \_\_\_\_\_

  
Glenn Law  
Attorney for Applicant  
Registration No. 34,371

Date December 29, 2003

FOLEY & LARDNER  
Customer Number: 22428  
Telephone: (202) 672-5426  
Facsimile: (202) 672-5399

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年 7月 7日  
Date of Application:

出願番号 特願2003-271330  
Application Number:

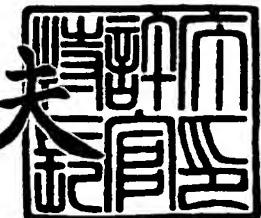
[ST. 10/C] : [JP 2003-271330]

出願人 日産自動車株式会社  
Applicant(s):

2003年 9月 22日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願  
【整理番号】 NM03-00234  
【提出日】 平成15年 7月 7日  
【あて先】 特許庁長官 殿  
【国際特許分類】 H02P 6/18  
H02K 21/00

## 【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地  
日産自動車株式会社内  
【氏名】 莢込 卓明

## 【特許出願人】

【識別番号】 000003997  
【氏名又は名称】 日産自動車株式会社

## 【代理人】

【識別番号】 100075753  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 和泉 良彦  
【電話番号】 03-3214-0502  
【ファクシミリ番号】 03-3214-0504

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100081341  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 小林 茂  
【電話番号】 03-3214-0502  
【ファクシミリ番号】 03-3214-0504

## 【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-222623  
【出願日】 平成14年 7月31日

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 084480  
【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 特許請求の範囲 1  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1  
【包括委任状番号】 0300404

**【書類名】特許請求の範囲****【請求項 1】**

直流電源に接続され、前記直流電源からの電力を交流に変換して出力すると共に、この出力された交流電力によって電動機を駆動するインバータ回路と、該インバータ回路を目標トルク値に基づいて制御する制御手段と、を備えた電動機の制御装置において、

前記電動機を駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畠電流を重畠する重畠手段と、

前記目標トルク値に応じて、前記重畠電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量の目標値を算出する特徴量目標値作成手段と、

前記電動機に供給した電流から前記重畠電流を分離する分離手段と、

前記分離した重畠電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量実際値を検出する特徴量実際値検出手段と、

前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値に基づいて、電動機の位相角を検出する位相角検出手段と、

を備え、前記制御手段は、前記位相角検出手段によって検出された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする電動機の制御装置。

**【請求項 2】**

前記位相角検出手段は、前記重畠電流の電流ベクトル軌跡から d 軸位相角を検出する d 軸位相角検出手段を備え、

前記 d 軸位相角検出手段によって検出された前記 d 軸位相角を、前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値に基づいて補正することにより、位相角を検出することを特徴とする請求項 1 に記載の電動機の制御装置。

**【請求項 3】**

前記位相角検出手段は、前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値に基づいて角速度を算出し、該算出した角速度に基づいて位相角を検出することを特徴とする請求項 1 に記載の電動機の制御装置。

**【請求項 4】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電流ベクトル軌跡から d 軸位相角を検出する d 軸位相角検出手段と、

前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値に基づいて、補正角を算出する補正角算出手段と、

前記 d 軸位相角を前記補正角によって補正する位相角補正手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角補正手段によって補正された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項 1 に記載の電動機の制御装置。

**【請求項 5】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電流ベクトル軌跡から d 軸位相角を検出する第 1 の d 軸位相角検出手段と、

前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値に基づいて、角速度  $\omega$  を検出し、該検出した角速度  $\omega$  を積分して d 軸位相角を算出する第 2 の d 軸位相角算出手段と、

前記第 1 と第 2 の d 軸位相角検出手段とを切換えて、どちらか一方の d 軸位相角を出力する切換手段と、を備え、

前記制御手段は、前記切換手段から出力された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項 1 に記載の電動機の制御装置。

**【請求項6】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重疊電流の電流ベクトル軌跡から角速度を検出し積分してd軸位相角を検出するd軸位相角検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、補正角を算出する補正角算出手段と

前記d軸位相角を前記補正角によって補正する位相角補正手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角補正手段によって補正された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項1に記載の電動機の制御装置。

**【請求項7】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重疊電流の電流ベクトル軌跡から角速度を検出し積分してd軸位相角を検出する第1のd軸位相角検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、角速度 $\omega$ を検出し、該検出した角速度 $\omega$ を積分してd軸位相角を算出する第2のd軸位相角算出手段と、

前記第1と第2のd軸位相角検出手段とを切換えて、どちらか一方のd軸位相角を出力する切換手段と、を備え、

前記制御手段は、前記切換手段から出力された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項1に記載の電動機の制御装置。

**【請求項8】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重疊電流の電流ベクトル軌跡から角速度を検出する角速度検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、補正角速度を算出する補正角速度算出手段と、

前記角速度を前記補正角速度によって補正する角速度補正手段と、

前記角速度補正手段の出力を積分して位相角を算出する位相角算出手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角算出手段によって算出された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項1に記載の電動機の制御装置。

**【請求項9】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重疊電流の電流ベクトル軌跡から角速度を検出する第1の角速度検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、角速度 $\omega$ を検出する第2の角速度検出手段と、

前記第1と第2の角速度検出手段とを切換えて、どちらか一方の角速度を出力する切換手段と、

前記切換手段の出力を積分して位相角を算出する位相角算出手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角算出手段から出力された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項1に記載の電動機の制御装置。

**【請求項10】**

前記位相角補正手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記d軸位相角検出手段によって検出されたd軸位相角を補正することを特徴とする請求項4または請求項6に記載の電動機の制御装置。

**【請求項11】**

前記切換手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記第2のd軸位相角検出手段によって検出されたd軸位相角を出力することを特

徴とする請求項 5 または請求項 7 に記載の電動機の制御装置。

**【請求項 12】**

前記角速度補正手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記角速度検出手段によって検出された角速度を補正することを特徴とする請求項 8 に記載の電動機の制御装置。

**【請求項 13】**

前記切換手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記第 2 の角速度検出手段によって検出された角速度を出力することを特徴とする請求項 9 に記載の電動機の制御装置。

**【請求項 14】**

前記特微量目標値および前記特微量実際値として、重畠電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さ  $a$  と短軸長さ  $b$  との積  $a \times b$  を用いることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 13 の何れかに記載の電動機の制御装置。

**【請求項 15】**

前記特微量目標値および前記特微量実際値として、重畠電流の電流ベクトル軌跡の短軸長さ  $b$  と長軸長さ  $a$  との比  $b/a$  を用いることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 13 の何れかに記載の電動機の制御装置。

**【請求項 16】**

前記特微量目標値および前記特微量実際値として、重畠電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さ  $a$  と短軸長さ  $b$  とを下記の式

$$\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a + b)$$

に代入して得られる値を用いることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 13 の何れかに記載の電動機の制御装置。

**【請求項 17】**

前記重畠電流の電流ベクトル軌跡は、 $\alpha - \beta$  軸上の電流ベクトル軌跡であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 の何れかに記載の電動機の制御装置。

**【請求項 18】**

前記重畠電流の電流ベクトル軌跡は、 $d - q$  軸上の電流ベクトル軌跡であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 、または請求項 6 乃至請求項 9 の何れかに記載の電動機の制御装置。

**【請求項 19】**

前記重畠電流は、電圧ベクトル軌跡が真円の高周波電流であり、この高周波電流を重畠して、該高周波電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいて位相角を検出することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 18 の何れかに記載の電動機の制御装置。

**【請求項 20】**

直流電源に接続され、前記直流電源からの電力を交流に変換して出力すると共に、この出力された交流電力によって電動機を駆動するインバータ回路と、該インバータ回路を目標トルク値に基づいて制御する制御手段と、を備えた電動機の制御装置において、

前記電動機を駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畠電流を重畠する重畠手段と、

前記目標トルク値に応じて、前記重畠電流の電圧ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特微量の目標値を算出する特微量目標値作成手段と、

前記電動機に供給した電流から前記重畠電流を分離する分離手段と、

前記分離した重畠電流の電圧ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特微量実際値を検出する特微量実際値検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、電動機の位相角を検出する位相角検出手段と、

を備え、前記制御手段は、前記位相角検出手段によって検出された位相角に基づいて前

記インバータ回路を制御することを特徴とする電動機の制御装置。

**【請求項21】**

前記位相角検出手段は、前記重畠電流の電圧ベクトル軌跡からd軸位相角を検出するd軸位相角検出手段を備え、

前記d軸位相角検出手段によって検出された前記d軸位相角を、前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて補正することにより、位相角を検出することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

**【請求項22】**

前記位相角検出手段は、前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて角速度を算出し、該算出した角速度に基づいて位相角を検出することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

**【請求項23】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電圧ベクトル軌跡からd軸位相角を検出するd軸位相角検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、補正角を算出する補正角算出手段と

前記d軸位相角を前記補正角によって補正する位相角補正手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角補正手段によって補正された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

**【請求項24】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電圧ベクトル軌跡からd軸位相角を検出する第1のd軸位相角検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、角速度 $\omega$ を検出し、該検出した角速度 $\omega$ を積分してd軸位相角を算出する第2のd軸位相角算出手段と、

前記第1と第2のd軸位相角検出手段とを切換えて、どちらか一方のd軸位相角を出力する切換手段と、を備え、

前記制御手段は、前記切換手段から出力された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

**【請求項25】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電圧ベクトル軌跡から角速度を検出し積分してd軸位相角を検出するd軸位相角検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、補正角を算出する補正角算出手段と

前記d軸位相角を前記補正角によって補正する位相角補正手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角補正手段によって補正された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

**【請求項26】**

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電圧ベクトル軌跡から角速度を検出し積分してd軸位相角を検出する第1のd軸位相角検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、角速度 $\omega$ を検出し、該検出した角速

度 $\omega$ を積分してd軸位相角を算出する第2のd軸位相角算出手段と、

前記第1と第2のd軸位相角検出手段とを切換えて、どちらか一方のd軸位相角を出力する切換手段と、を備え、

前記制御手段は、前記切換手段から出力された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

### 【請求項27】

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電圧ベクトル軌跡から角速度を検出する角速度検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、補正角速度を算出する補正角速度算出手段と、

前記角速度を前記補正角速度によって補正する角速度補正手段と、

前記角速度補正手段の出力を積分して位相角を算出する位相角算出手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角算出手段によって算出された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

### 【請求項28】

前記位相角検出手段は、

前記分離した重畠電流の電圧ベクトル軌跡から角速度を検出する第1の角速度検出手段と、

前記特微量目標値作成手段によって算出された特微量目標値と、前記特微量実際値検出手段によって検出された特微量実際値とに基づいて、角速度 $\omega$ を検出する第2の角速度検出手段と、

前記第1と第2の角速度検出手段とを切換えて、どちらか一方の角速度を出力する切換手段と、

前記切換手段の出力を積分して位相角を算出する位相角算出手段と、を備え、

前記制御手段は、前記位相角算出手段から出力された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする請求項20に記載の電動機の制御装置。

### 【請求項29】

前記位相角補正手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記d軸位相角検出手段によって検出されたd軸位相角を補正することを特徴とする請求項23または請求項25に記載の電動機の制御装置。

### 【請求項30】

前記切換手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記第2のd軸位相角検出手段によって検出されたd軸位相角を出力することを特徴とする請求項24または請求項26に記載の電動機の制御装置。

### 【請求項31】

前記角速度補正手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記角速度検出手段によって検出された角速度を補正することを特徴とする請求項27に記載の電動機の制御装置。

### 【請求項32】

前記切換手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記第2の角速度検出手段によって検出された角速度を出力することを特徴とする請求項28に記載の電動機の制御装置。

### 【請求項33】

前記特微量目標値および前記特微量実際値として、重畠電流の電圧ベクトル軌跡の長軸長さaと短軸長さbとの積 $a \times b$ を用いることを特徴とする請求項20乃至請求項32の何れかに記載の電動機の制御装置。

### 【請求項34】

前記特微量目標値および前記特微量実際値として、重畠電流の電圧ベクトル軌跡の短軸長さbと長軸長さaとの比 $b/a$ を用いることを特徴とする請求項20乃至請求項32の

何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項35】

前記特微量目標値および前記特微量実際値として、重畠電流の電圧ベクトル軌跡の長軸長さaと短軸長さbとを下記の式

$$\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a + b)$$

に代入して得られる値を用いることを特徴とする請求項20乃至請求項32の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項36】

前記重畠電流の電圧ベクトル軌跡は、 $\alpha - \beta$ 軸上の電圧ベクトル軌跡であることを特徴とする請求項20乃至請求項24の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項37】

前記重畠電流の電圧ベクトル軌跡は、d-q軸上の電圧ベクトル軌跡であることを特徴とする請求項20乃至請求項22または請求項25乃至請求項28の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項38】

前記重畠電流は、電流ベクトル軌跡が真円の高周波電流であり、この高周波電流を重畠して、該高周波電流の電圧ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいて位相角を検出することを特徴とする請求項20乃至請求項37の何れかに記載の電動機の制御装置。

**【書類名】**明細書

**【発明の名称】**電動機の制御装置

**【技術分野】**

**【0001】**

本発明は電動機の制御装置に関し、例えば回転子に永久磁石を備えた三相同期電動機（Internal Permanent

Magnet Motor：以下、IPMモータと記載）におけるセンサレス制御技術に関する。

**【背景技術】**

**【0002】**

電動機をインバータで駆動し、速度制御系として制御するためには、回転子の磁極位置（位相）を検出する必要がある。回転子の位置をセンサレスで検出する方法としては、例えば、下記非特許文献1に記載されたものがある。この文献においては、駆動電流に高周波電流を重畠し、高周波電流ベクトル軌跡の長軸を検出することにより、位相を検出している。

**【0003】**

【非特許文献1】「電流ベクトル軌跡を用いたPM電動機の位置センサレス界磁検出法における推定精度の評価」 平成7年電気学会産業応用部門全国大会，N o. 683, 1994

**【発明の開示】**

**【発明が解決しようとする課題】**

**【0004】**

上記の方法においては次のとき問題があった。すなわち、電動機には、（1）q軸電流を増やす程、飽和によりq軸インダクタンスが下がり、高周波電流ベクトル軌跡が真円に近付くという特性、および（2）飽和により磁束が最も通り易い位置と最も通り難い位置が電流位相とともに移動するという特性があり、上記（2）の特性により、誤差での遅れや駆動電流の電流指示での遅れを切っ掛けとして、q軸電流が増える→検出位相が遅れる→q軸電流が増える→…というループに陥り、（1）の特性により楕円電流が真円となる場合、および（2）の特性の相関が1に近く、楕円の長軸がd軸ではなく電流位相を示す場合には、制御が脱調するため、高負荷時にはセンサレス動作ができなくなるという問題があった。

**【0005】**

本発明は上記のごとき問題を解決するためになされたものであり、高負荷時でもセンサレス動作が可能な電動機の制御装置を提供することを目的とする。

**【課題を解決するための手段】**

**【0006】**

上記の目的を達成するため、本発明においては特許請求の範囲に記載するように構成している。すなわち、請求項1においては、目標トルク値に応じて、電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量の目標値を算出し、電動機を駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畠電流を重畠し、該重畠電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量実際値を検出し、前記特徴量目標値と特徴量実際値とに基づいて、電動機の位相角を検出するように構成している。すなわち、重畠電流の大きさから得られる特徴量をフィードバックすることにより、検出位相を操作（特徴量が目標値より大きい場合は、検出位相を進め、小さい場合は遅らせる）する制御を行う。

上記の電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量としては、例えば、長軸の長さa、短軸の長さb、 $a+b$ 、 $a \times b$ 、 $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ 、 $b/a$ 、 $\sqrt{(a^2 + b^2)} / (a+b)$ などを用いることが出来る。

**【発明の効果】**

**【0007】**

電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量をフィー

ドバックして位相角検出に用いることにより、磁気飽和が生じる高負荷域でもセンサレスで位相角（回転子磁極位置）の検出が可能になる、という効果が得られる。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

##### 【0008】

図1は、本発明の一実施例の全体構成を示すブロック図である。

図1において、制御手段1（詳細後述）は、電流センサ4と電圧センサ6の信号を入力し、PWM（Pulse Width Modulation）指令7を算出してインバータ回路2へ送る。インバータ回路2は、電源部5の直流電力をPWM指令7に応じた三相電力に変換し、その電力でIPMモータ3を駆動する。電流センサ4はインバータ回路2からIPMモータ3へ送られる三相電力のうちの二相（例えばU相とV相）の駆動電流を検出する。また、電圧センサ6は電源部5の出力電圧（インバータ2の入力電圧）を検出する。上記電流センサ4と電圧センサ6の検出値は制御手段1へ送られ、PWM指令7の算出に用いられる。なお、三相電流は、 $U + V + W = 0$ の関係があるので、何れかの二相を検出すれば演算で残りの一相の電流も求めることが出来る。

##### 【0009】

図2は、図1の制御手段1の詳細を示す第1の実施例のブロック図である。

図2において、電流／特徴量目標値作成部10は、外部から与えられたトルク目標値（例えばアクセルペダル操作量等）に基づいてd軸電流目標値、q軸電流目標値および特徴量目標値を作成する。なお、特徴量とは電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さの少なくとも一方に基づいた値であり、例えば長軸の長さa、短軸の長さb、 $a + b$ 、 $a \times b$ 、 $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ 、 $a/b$ 、 $\sqrt{(a^2 + b^2)} / (a + b)$ などがある（詳細後述）。

##### 【0010】

d-q軸変換部11は、図1の電流センサ4から与えられる三相電流と位相角θ（詳細後述）からd軸電流とq軸電流を算出する。

電流制御部12（電流-電圧変換）は、例えばPI制御（PI制御は公知の比例・積分制御）を行って、上記のd軸電流目標値とd軸電流、q軸電流目標値とq軸電流とを一致させるように制御するためのd軸電圧指令とq軸電圧指令を算出する。

なお、上記の電流制御には、非干渉制御を入れても良いし、三相電流の高周波分を除くためのローパスフィルタを入れても良い。

##### 【0011】

三相変換部13は、入力した2相分のd軸電圧指令とq軸電圧指令および位相角θに基づいて3相分の三相電圧指令を演算して出力する。

高周波回転電圧発生部14（駆動電流よりも高周波数の重畠電流を重畠する重畠手段）は、高周波の回転電圧を発生させてPWM指令作成部15に送出する。ここで回転電圧とは三相平衡電圧のことであり、図3(a)に示すように、二相交流座標系であるα-β座標系に交換したときに電圧ベクトル軌跡が真円となる状態をいう。この回転電圧は、IPMモータ3に同期しない高周波の電圧であるため、この回転電圧によってIPMモータ3が回転することはない。

なお、IPMモータのようにd軸とq軸とでインダクタンスに差がある場合には、図3(b)に示すように電流ベクトル軌跡はd軸方向に膨らんだ楕円となる。

##### 【0012】

PWM指令作成部15は、高周波回転電圧発生部14からの回転電圧と三相変換部13からの三相電圧指令とを重畠した電圧と、図1の電圧センサ6から与えられた直流電圧とを入力し、PWM指令7を作成する。このPWM指令7によって図1のインバータ回路2を制御し、インバータ回路2から出力する三相電力によってIPMモータ3を駆動する。

##### 【0013】

一方、周波数分離部16（重畠電流を分離する分離手段）は、一般的には周波数フィルタを用いて、電流センサ4から入力した三相電流から高周波電流を分離して出力し、3相2相変換部17に送る。

3相2相変換部17は、周波数分離部16から入力した高周波成分の三相電流を、図3

(b) に示す  $\alpha - \beta$  座標系の二相電流に変換し、変換された  $\alpha - \beta$  座標系の電流を d 軸検出部 18 に送る。

【0014】

d 軸検出部 18 (d 軸位相角検出手段) は、3 相 2 相変換部 17 で  $\alpha - \beta$  座標系に変換された電流ベクトルの  $\alpha$  軸成分  $i_\alpha$  と  $\beta$  軸成分  $i_\beta$  とにつき、図 5 に示すように、ピーク値を検出することで振幅  $I_\alpha$ 、 $I_\beta$  を求めるとともに、ゼログロスの時間を検出することで重疊電流位相  $\phi i_\alpha$ 、 $\phi i_\beta$  を求める。そして、図 3 (b) に示す  $\alpha - \beta$  座標系において  $\alpha$  軸から梢円長軸 (d 軸) までの角度  $\theta$  を下記 (数 1) 式により求める。

【0015】

【数 1】

$$\theta = \begin{cases} \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2H}{A-B} \right), & (A < B) \\ \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2H}{A-B} \right) + \frac{\pi}{2}, & (A > B, H > 0) \\ \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2H}{A-B} \right) - \frac{\pi}{2}, & (A > B, H < 0) \\ \frac{\pi}{4}, & (A = B, H > 0) \\ -\frac{\pi}{4}, & (A = B, H < 0) \end{cases} \quad \cdots \text{ (数 1 )}$$

但し、

$$\begin{cases} A = \frac{1}{I_\alpha^2} \\ B = \frac{1}{I_\beta^2} \\ H = -\frac{\cos(\varphi_{i_\alpha} - \varphi_{i_\beta})}{I_\alpha I_\beta} \end{cases} \quad \begin{cases} i_\alpha = I_\alpha \sin(\omega t + \varphi_{i_\alpha}) \\ i_\beta = I_\beta \sin(\omega t + \varphi_{i_\beta}) \end{cases}$$

(数 1) 式により、 $\pm 90^\circ$  の範囲で  $\alpha$  軸と d 軸とのなす角度  $\theta$  が求まる。

この角度  $\theta$  を  $\pm 180^\circ$  の範囲まで拡張するために、連続した検出では  $90^\circ$  以上位相が変化することがないという前提を用いる。つまり、後述する図 4 に示すフローは、たとえば  $100 \mu s e c$  毎に起動するので、通常  $90^\circ$  以上位相が変化することはない。したがって、連続した検出において、 $89^\circ$  から  $-89^\circ$  に変化した場合には、 $89^\circ$  から  $91^\circ$  ( $= -89^\circ + 180^\circ$ ) へ変化したものとする。同様に、 $-89^\circ$  から  $89^\circ$  に変化した場合には、 $-89^\circ$  から  $-91^\circ$  ( $= 89^\circ + 180^\circ - 360^\circ$ ) に変化したものとする。これにより、 $\alpha$  軸と d 軸とのなす角度  $\theta$  を  $\pm 180^\circ$  の範囲で検出することができる。

【0016】

なお、最初の検出を行ったときの初期位相は変化の比較対象が存在しないので決定できない。すなわち、最初の検出の演算結果が  $30^\circ$  であった場合、この初期位相が  $30^\circ$  なのか  $-150^\circ$  なのかが不明である。このため、最初の検出では暫定的に  $\theta$  の範囲を  $\pm 9$

$0^\circ$  の範囲、上記の例では  $30^\circ$  としておき、後述する N/S 判定による極性判定にて正しい  $\theta$ 、つまり  $\theta$  を  $\pm 180^\circ$  の範囲で求めることとする。

上記の d 軸検出部 18 で求めた  $\alpha$  軸から橜円長軸 (d 軸) までの角度  $\theta$  を d 軸位相角  $\theta_0$  とする。

### 【0017】

特徴量算出部 19 (特徴量実際値検出手段) は、 $\alpha$  軸電流と  $\beta$  軸電流から実際の特徴量を算出する (詳細後述)。

特徴量制御部 20 (補正角算出手段) は、実際の特徴量と前記特徴量目標値から補正角  $\theta'$  を算出する。つまり、実際の特徴量が特徴量目標値より大きい場合は、検出位相を進め、小さい場合は遅らせる。このフィードバック制御には P I 制御を用い、制御ゲインは実験的に設定する。

P I 制御による補正角  $\theta'$  の算出は、例えば駆動電流位相角  $\beta$  が増えると共に特徴量の値が下がる場合、下記 (数 2) 式を用いて行う。

なお、後述する様に特徴量を  $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a + b)$  とした場合の様に、駆動電流位相角  $\beta$  が増えると共に特徴量の値が上がる場合には、(数 2) 式は (数 2') 式となる。

### 【0018】

#### 【数 2】

$$\theta'(s) = -\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\{ft^*(s) - ft(s)\} \quad \dots \text{ (数 2)}$$

$\theta'$ : 補正角

$ft^*$ : 特徴量目標値

$ft$ : 特徴量

$K_p$ : 比例ゲイン

$K_i$ : 積分ゲイン

$s$ : ラプラス演算子

$$\theta'(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\{ft^*(s) - ft(s)\} \quad \dots \text{ (数 2')}$$

なお、電流/特徴量目標値作成部 10 における特徴量目標値は、電流目標値とともに変化させる方法、一定値とする方法等があるが、いずれにしても、補正角  $\theta'$  による補正是電流が小さい低負荷領域では適用しないため、下記のように電流の大きさにより、制御の ON/OFF を行う。

すなわち、スイッチ SW1 は、IPM モータ 3 の駆動電流 (電流センサ 4 で検出) が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみオンになる。

スイッチ SW1 がオンの場合には、d 軸検出部 18 から出力される d 軸位相角  $\theta_0$  と特徴量制御部 20 から出力された補正角  $\theta'$  とが加算器 26 (位相角補正手段) で加算され、それによって  $\theta_0$  が  $\theta'$  で補正され、位相角  $\theta$  となる。そして補正後の位相角  $\theta$  が d-q 軸変換部 11 と三相変換部 13 へ送られ、前記の演算に用いられる。

したがって図 2 の回路においては、IPM モータ 3 の駆動電流が予め定められた所定値

以上の高負荷領域においては、特徴量に基づいて補正された位相角 $\theta$ が演算に用いられ、高負荷領域以外の動作状態ではd軸検出部18から出力されるd軸位相角 $\theta_0$ がそのまま用いられる。

上記のように、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、d軸検出手段18によって検出されたd軸位相角を補正するように構成すれば、補正する必要の無い低負荷領域では特徴量算出部19や特徴量制御部20における補正角 $\theta'$ の演算を停止することが出来るので、演算負荷を低減することができる。

### 【0019】

図4は、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャートを示す。

まず、図4（a）において、ステップS1では、高周波回転電圧発生部14からの高周波回転電圧に対応した高周波回転電流を流すことにより、仮のd軸を検出する。

ステップS2では、磁極のN極とS極を判別するN/S判定を行って真のd軸を検出する。このN/S判定は、（1）高周波電圧を磁束による飽和が起こる程度の大きな電圧として印加し、橜円の中心がずれる方向を検出する方法、（2）停止時にd軸のみに低周波の正弦波電圧を印加し、d軸電流の正の大きさと負の大きさを比較する方法、（3）d軸のみに正負の直流電流を印加し、それぞれの場合の高周波電流の振幅の大小を比較する方法等があり、そのいずれかを用いて行う。

上記のようにして、真のd軸、つまりd軸位相角を検出し、それを用いてステップS3でトルク制御を行う。この内容は前記図2の電流制御部12以下に記載したとおりである。

### 【0020】

次に、図4（b）において、ステップS4では、電流センサ4により検出した電流から高周波成分を分離する（前記周波数分離部16）。そしてステップS5では高周波電流を $\alpha - \beta$ 軸上に変換し、図3（b）の状態とする（前記3相2相変換部17）。

ステップS6では、 $\alpha - \beta$ 座標系に変換された電流ベクトルの $\alpha$ 軸成分 $i_{\alpha}$ と $\beta$ 軸成分 $i_{\beta}$ につき、図5に示すように、ピーク値を検出することで振幅 $I_{\alpha}$ 、 $I_{\beta}$ を求めるとともに、ゼロクロスの時間を検出することで重畠電流位相 $\phi i_{\alpha}$ 、 $\phi i_{\beta}$ を求める。

### 【0021】

ステップS7では、暫定的に、 $\pm 90^{\circ}$ 範囲で初期位相 $\theta$ を算出する。なお、今回の演算における算出値を $\theta_2$ とし、前回の値を $\theta_1$ とする。

ステップS8～ステップS10では、上記 $\pm 90^{\circ}$ 範囲の初期位相 $\theta$ を $\pm 180^{\circ}$ 範囲に拡張する。この $\theta$ を $\pm 180^{\circ}$ 範囲に拡張するために、連続した検出では $90^{\circ}$ 以上位相が変化することがないという前提を用いる。つまり、連続した検出で、 $89^{\circ}$ から $-89^{\circ}$ に変化した場合は、 $89^{\circ}$ から $-89^{\circ} + 180^{\circ} = 91^{\circ}$ へ変化したものとし、また、 $-89^{\circ}$ から $89^{\circ}$ に変化した場合は、 $-89^{\circ}$ から $89^{\circ} + 180^{\circ} = 269^{\circ} = -91^{\circ}$ へ変化したとする。これにより、 $\theta$ を $\pm 180^{\circ}$ 範囲で検出できるが、初めてこの演算結果を出した時には、初期位相がわからない。つまり、初めての演算結果が $30^{\circ}$ だった場合、 $30^{\circ}$ なのか、 $-150^{\circ}$ なのか分からぬ。ここでは、暫定的に、初期位相は $\pm 90^{\circ}$ 範囲内としておく。

まずステップS8では、今回の演算が初回か否かを判断し、初回の場合には上記のように判別がつかないので、ステップS11へ行き、演算値をそのまま出力する。初回でない場合にはステップS9へ行く。

ステップS9では、前回演算値 $\theta_1$ と今回の演算値 $\theta_2$ との差の絶対値が $90^{\circ}$ 以上か否かを判断し、 $90^{\circ}$ 未満の場合は、ステップS11へ行き、今回の演算値 $\theta_2$ をそのまま出力する。差の絶対値が $90^{\circ}$ 以上の場合にはステップS10で、今回の演算値 $\theta_2$ に $180^{\circ}$ を加えた値を出力する。

以上の演算（ステップS6～ステップS11）はd軸検出部18で行う。

### 【0022】

次に、本発明の特徴とする特徴量による位相角の補正について説明する。

特微量算出部19および特微量制御部20における位相角の補正は、磁気飽和が起こる場合（高負荷域）に用いる。

磁気飽和が起こる場合の楕円の長軸とd軸の差 $\theta_e$ は、図6に示すようになる。なお、楕円とは図3（b）に示した電流ベクトル軌跡の楕円（楕円電流）を意味する。図6において、縦軸は長軸とd軸の差 $\theta_e$ 、横軸 $\beta$ は駆動電流位相角（q軸からの位相角）であり、駆動電流 $i_a = \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)}$ 毎の特性を示している。駆動電流値が小さい場合は、楕円の長軸とd軸は多少の誤差はあるものの、長軸がd軸を示すことに変わりはない（図6では100A～300A程度の範囲）。しかし、駆動電流値が大きい場合は、楕円の長軸は駆動電流位相角に従って動き、d軸との相関はなくなつて、駆動電流位相角との相関が高くなる。このような状態では、位相検出はできない。そこで、磁気飽和がある場合（高負荷域）には、電流ベクトル軌跡の楕円から得られる他の特微量を用いることとする。

### 【0023】

図7は、上記図6と同様の内容を電圧ベクトル軌跡（後記図30）に対して示したものである。図30（b）に示すように、電圧ベクトル軌跡（電圧の楕円：楕円電圧）においては、（長軸+90°）がd軸に対応するので、（長軸+90°）とd軸との差 $\theta_e$ を表示している。

### 【0024】

図8、図10、図12、図14、図16、図18、図20は、図6と同様な条件における各特微量と駆動電流位相角 $\beta$ との関係を示す図であり、図8は楕円電流における長軸の長さa、図10はa+b、図12は短軸の長さb、図14はb/a、図16はa×b、図18は $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ 、図20は $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a+b)$ の各特性を示す。また、図9、図11、図13、図15、図17、図19、図21は図7と同様な条件における各特微量と駆動電流位相角 $\beta$ との関係を示す図であり、図9は楕円電圧における長軸の長さa、図11はa+b、図13は短軸の長さb、図15はb/a、図17はa×b、図19は $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ 、図21は $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a+b)$ の各特性を示す。なお、上記の電圧ベクトル軌跡を用いる実施例は後記図29以降で説明する。

### 【0025】

これらの特微量を所定値（電流／特微量目標値作成部10で定めた特微量目標値）に制御するため、特微量制御部20を設けている。特微量制御部20では、P I制御等により、位相の補正角 $\theta'$ を算出し、これによりd軸位相角 $\theta_0$ を補正する。前記図8、図10、図12、図14、図16、図18の特性では、特微量は駆動電流位相角 $\beta$ に応じて右上がりの特性を持っているため、実際の特微量が特微量目標値より大きい場合は、検出位相を進め（補正角 $\theta'$ を+）、駆動電流位相角 $\beta$ は一定のまま回転座標系を進めるこにより、駆動電流位相 $\beta$ を進める効果を出す。同様に、特微量目標値より小さい場合は、検出位相を遅らせ（補正角 $\theta'$ を-）、駆動電流位相角 $\beta$ は一定のまま回転座標系を遅らせることにより、駆動電流位相角 $\beta$ を遅らす効果を出す。この際、制御ゲインは実験的に決定する。なお、図20（ $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a+b)$ の特性）の様に、特微量が駆動電流位相角 $\beta$ に応じて右上がりの特性を持っている場合は、進み／遅れの関係が逆になる。

### 【0026】

ただし、上記の補正角 $\theta'$ による補正は、磁気飽和が生じる高負荷域においてのみ行う。つまり、スイッチSW1はIPMモータ3の駆動電流が予め定めた所定値以上の場合にオン、小さい場合にはオフとなる。

### 【0027】

なお、楕円電流の大きさから得られる特微量としては、前記のように、長軸の長さa、短軸の長さb、a+b、 $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ 等、種々考えられるが、b/a、 $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a+b)$ 等の無単位（比率）の特微量を用いることにより、正確な制御が可能となる。

また、b/aを採用する場合は、楕円電流が真円になることも防げるが、他の特微量の場合は、楕円電流が真円にならないように、特微量目標値を設定しなければならない。

また、図16のように、 $a \times b$ の場合には、最大トルク時電流位相角は、 $30^\circ \sim 50^\circ$ 程度であり、電流毎に傾きは異なるものの直線的であり制御しやすい。この特性は $a + b$ 、 $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ でも同様である。ただし、電動機により特性は異なるので、常に良好な特性となるとは限らない。なお、 $a \times b$ の場合には、 $\sqrt{\quad}$ の演算が無いため、演算負荷を低減できるという利点も有る。

## 【0028】

上記のごとき特微量は下記の式で算出する。すなわち、橢円の長軸の長さを $a$ 、短軸の長さを $b$ とすれば、 $a$ および $b$ は下記(数3)式で算出する。

## 【0029】

## 【数3】

$$\begin{cases} a = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 + 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_{i_\alpha} - \varphi_{i_\beta})|} + \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 - 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_{i_\alpha} - \varphi_{i_\beta})|} \right\} \\ b = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 + 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_{i_\alpha} - \varphi_{i_\beta})|} - \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 - 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_{i_\alpha} - \varphi_{i_\beta})|} \right\} \end{cases}$$

… (数3)

電流／特微量目標値作成部10では、特微量目標値として予め実験により把握した特微量をトルク毎のテーブルとして持ち、電流目標値と同様に、トルク目標値に応じて検索して算出する。なお、実電流は電流目標値とは異なるため、特微量目標値に電流制御の応答を考慮したローパスフィルタをかけることが望ましい。また、トルク毎のテーブルではなく、電流毎のテーブルとして、実電流から特微量目標値を算出しても良い。

## 【0030】

ここで、これまで説明した演算に用いる各数式を纏めて記載する。

## 【0031】

## 【数4】

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix}$$

$i_d, i_q$  : d 軸/q 軸電流計測値 [A]

… (数4)

$i_u, i_v, i_w$  : 三相電流計測値 [A]

但し、 $i_w$  は  $i_w = -i_u - i_v$  として省略可能。

$\theta$  : d 軸検出部より出力される位相

## 【0032】

【数5】

$$\begin{cases} v_d^*(s) = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \{ i_d^*(s) - i_d(s) \} \\ v_q^*(s) = \left( K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) \{ i_q^*(s) - i_q(s) \} \end{cases} \dots (\text{数5})$$

 $i_d^*, i_q^*$  : d 軸/q 軸電流指令値 [A] $v_d^*, v_q^*$  : d 軸/q 軸電圧指令値 [V] $s$  : ラプラス演算子 $K_{pd}, K_{pq}$  : d 軸/q 軸比例ゲイン $K_{id}, K_{iq}$  : d 軸/q 軸積分ゲイン

【0033】

【数6】

$$\begin{cases} v_d^* = v_d'^* - \omega L_q i_q \\ v_q^* = v_q'^* + \omega (L_d i_d + \Phi) \end{cases} \dots (\text{数6})$$

 $v_d^*, v_q^*$  : d 軸/q 軸電圧指令値 [V] $v_d'^*, v_q'^*$  : PI 制御出力 d 軸/q 軸電圧指令値 [V] $i_d, i_q$  : d 軸/q 軸電流値 [A] $L_d, L_q$  : d 軸/q 軸インダクタンス [H] $\Phi$  : 誘起電圧定数 [Wb] $\omega$  : 角速度 (電気角) [rad/s]

【0034】

【数7】

$$\begin{pmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{pmatrix}$$

… (数7)

 $v_u^*, v_v^*, v_w^*$  : 三相電圧指令値 [V]

【0035】

【数8】

$$t_u^* = \frac{T_0}{2} \frac{v_u^*}{v_{dc}}, \quad t_v^* = \frac{T_0}{2} \frac{v_v^*}{v_{dc}}, \quad t_w^* = \frac{T_0}{2} \frac{v_w^*}{v_{dc}}$$

… (数8)

 $v_{dc}$  : 直流電圧計測値 [V] $t_u^*, t_v^*, t_w^*$  : 三相 PWM デューティー幅(上アーム ON 時間) $T_0$  : PWM 周期(10 [kHz] の場合は、100 [ $\mu s$ ])

【0036】

【数9】

$$a+b = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 + 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_{i_\alpha} - \varphi_{i_\beta})|}$$

… (数9)

【0037】

【数10】

$$\sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{(I_\alpha^2 + I_\beta^2)}$$

… (数10)

【0038】

【数11】

$$ab = I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_{i_\alpha} - \varphi_{i_\beta})|$$

… (数11)

上記のように第1の実施例においては、電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少

出証特2003-3077699

なくとも一方に基づいた特微量をフィードバックして位相角を補正することにより、磁気飽和が生じる高負荷域でもセンサレスで位相角の検出が可能になる。

また、回転数変化による位相検出の遅れを吸収することが可能である。

また、特微量として「 $a \times b$ 」を用いた場合は、「 $a + b$ 」や「 $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ 」と同様に、最大トルク発生電流位相角付近（約30°～60°）での特性が良く、かつ、演算量が少なくて済む、という利点がある。

### 【0039】

次に、図22は、図1の制御手段1の詳細を示す第2の実施例のブロック図である。

この実施例は、磁気飽和を生じる高負荷域では、d軸検出部18からのd軸位相角 $\theta_0$ を用いず、特微量制御部20'のみで、位相を検出する構成を示すものである。

この場合、特微量制御部20'は、角速度 $\omega'$  [rad/s]を出力し、積分回路21で $\omega'$ を積分して位相角 $\theta'$  [rad]を算出する。すなわち、特微量制御部20'では、PI制御等により、角速度 $\omega'$ を算出し、位相角を修正する。特微量が $\beta$ により右下がりの特性を持っている場合、実特微量が特微量目標値より大きい場合は角速度 $\omega'$ を上げ、検出位相を進めて駆動電流位相角 $\beta$ を一定のまま回転座標系を進めることにより、駆動電流位相角 $\beta$ を進める効果を出す。実特微量が特微量目標値より小さい場合は、角速度 $\omega'$ を下げ、検出位相を遅らせて駆動電流位相角 $\beta$ を一定のまま回転座標系を遅らせることにより、電流位相角 $\beta$ を遅らす効果を出す。この際、制御ゲインは実験的に決定する。

上記角速度 $\omega'$ は、下記（数12）式で求める。また、図20（ $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a + b)$ の特性）の様に、特微量が駆動電流位相角 $\beta$ に応じて右上がりの特性を持っている場合は、上記角速度 $\omega$ を下記（数12'）式で求める。

### 【0040】

#### 【数12】

$$\omega(s) = -\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\{ft^*(s) - ft(s)\} \quad \dots \text{ (数12)}$$

$\omega$  : 角速度(電気角) [rad/s]

$ft^*$  : 特微量目標値

$ft$  : 特微量

$K_p$  : 比例ゲイン

$K_i$  : 積分ゲイン

$s$  : ラプラス演算子

$$\omega(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\{ft^*(s) - ft(s)\} \quad \dots \text{ (数12')}$$

この場合には、実特微量と特微量目標値の大小と $\omega$ の増減との関係は、右下がりの特性をもっている場合と逆になる。

スイッチSW1'は、磁気飽和を生じる高負荷域以外では、d軸検出部18側に接続され、d軸検出部18からのd軸位相角 $\theta_0$ を位相角 $\theta$ として後続の回路へ送る。そして磁気飽和を生じる高負荷域では、積分回路21側に切り替えられ、角速度 $\omega$ を積分して算出した値 $\theta'$ を位相角 $\theta$ として後続の回路へ送る。

図22の構成によれば、橜円電流が真円になることを留意しなくて済むという利点がある。

#### 【0041】

次に、図23は、図1の制御手段1の詳細を示す第3の実施例のブロック図である。

この実施例は、d軸検出部18'におけるd軸位相角 $\theta_0$ の演算に角速度 $\omega$ を用いる構成を示すものである。

図23において、周波数分離部16は、d-q軸変換部11で変換後のd軸電流とq軸電流を入力し、そのうちから高周波成分（高周波d-q軸電流）を分離する。

d軸検出部18'では、d-q軸上に変換された高周波分離された電流ベクトルのd軸成分*i d*とq軸成分*i q*をそれぞれ、ピーク値検出、0クロスの時間検出により、振幅、位相を求める。この時、d軸から橜円長軸までの角度 $\theta$ は、 $I_\alpha$ と $I_\beta$ を*I d*と*I q*に、 $\phi_{i\alpha}$ と $\phi_{i\beta}$ を $\phi_{i d}$ と $\phi_{i q}$ に変更する以外は、前記（数1）式と同様であるが、これに一定の係数を乗じて（比例演算を行って）角速度 $\omega$ として出力する。そして積分回路22で上記 $\omega$ を積分することにより、d軸位相角 $\theta_0$ を生成して出力する。

#### 【0042】

上記の様に、橜円長軸までの角度 $\theta$ を0とするようにP（比例）演算を行って角速度 $\omega$ を算出しても良いが、これをPI（比例積分）演算によってを算出しても良い。また、予め実験により求められたトルクに対応するd軸から橜円長軸までの角度 $\theta$ をトルク毎のテーブルとして持ち、トルク目標値に応じて対応する角度 $\theta$ を決定する事によって、位相推定精度を向上させることができる。

#### 【0043】

特徴量制御部20は、前記図2と同様に補正角 $\theta'$ を出力し、スイッチSW1がオンの高負荷域では、図2と同様に補正角 $\theta'$ によってd軸位相角 $\theta_0$ を補正して位相角 $\theta$ とする。

図23のようにd-q軸上で長軸検出を行うと、一定回転時に高周波電流ベクトルの軌跡がd-q軸上で橜円の状態で停止するため、回転することによる検出誤差がないという利点がある。

#### 【0044】

図24は、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャートであり、前記図4（b）に相当する。なお、（a）の部分は図4と同じである。

図24に示すように、このフローでは、電流センサ4により検出した電流からd-q軸上に変換（d-q軸変換部11）したのち、高周波成分を分離し、図3（b）の状態とする。そしてd-q座標系に変換された電流ベクトルのd軸成分*i d*とq軸成分*i q*につき、図25に示すように、ピーク値を検出することで振幅*I d*、*I q*を求めるとともに、ゼロクロスの時間を検出することで重量電流位相 $\phi_{i d}$ 、 $\phi_{i q}$ を求める。その後の処理は前記図4（b）と同様である。

#### 【0045】

ただし、本実施例の様にd-q軸上で長軸検出を行う場合は、前記の第1の実施例および第2の実施例における（数3）、（数9）式、（数10）式、（数11）は、それぞれ下記（数13）式、（数14）式、（数15）式、（数16式）の様になる。

#### 【0046】

【数13】

$$\begin{cases} a = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{I_d^2 + I_q^2 + 2I_d I_q} |\sin(\varphi_{i_d} - \varphi_{i_q})| + \sqrt{I_d^2 + I_q^2 - 2I_d I_q} |\sin(\varphi_{i_d} - \varphi_{i_q})| \right\} \\ b = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{I_d^2 + I_q^2 + 2I_d I_q} |\sin(\varphi_{i_d} - \varphi_{i_q})| - \sqrt{I_d^2 + I_q^2 - 2I_d I_q} |\sin(\varphi_{i_d} - \varphi_{i_q})| \right\} \end{cases}$$

… (数13)

【0047】  
【数14】

$$a + b = \sqrt{I_d^2 + I_q^2 + 2I_d I_q} |\sin(\varphi_{i_d} - \varphi_{i_q})| \quad \dots \text{ (数14)}$$

【0048】  
【数15】

$$\sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{(I_d^2 + I_q^2)} \quad \dots \text{ (数15)}$$

【0049】  
【数16】

$$ab = I_d I_q |\sin(\varphi_{i_d} - \varphi_{i_q})| \quad \dots \text{ (数16)}$$

また、高周波電圧の印加方式としては、三相（静止座標系）ではなく、d-q軸上（回転座標系）で行う方法もある。つまり、第1～第3の実施例においては、高周波回転電圧発生部14から出力された高周波の電圧指令を、三相変換部13から出力された3相の電圧指令に重畠させることによって、駆動電流に高周波の重畠電流を重畠させているが、高周波回転電圧発生部14から出力された高周波の電圧指令を電流制御部12から出力されたd-q軸電圧指令に重畠させても良い。高周波は回転周波数（モータ駆動電流の周波数）に比べ十分に大きな周波数をとるため、三相でも影響は少ないが、d-q軸上で行うと、モータ回転時に周波数ずれがない。

【0050】

次に、図26は、図1の制御手段1の詳細を示す第4の実施例のブロック図である。本実施例においては、上述の第3の実施例と同様に、d軸検出部18'では、d-q軸上に変換された高周波分離された電流ベクトルのd軸成分i\_dとq軸成分i\_qをそれぞれ、ピーク値検出、0クロスの時間検出により、振幅、位相を求め、これに一定の係数を乗じて角速度ωとして出力する。そして積分回路22で上記ωを積分することにより、d軸位相角θ\_0を生成して出力する。

一方、特微量制御部20'では、前記の第2の実施例と同様に角速度ω' [rad/s]を出力し、積分回路21でω'を積分して位相角θ' [rad]を算出する。

スイッチSW1'は、磁気飽和を生じる高負荷域以外では、積分回路22側に接続され、積分回路22からのd軸位相角θ\_0を位相角θとして後続の回路へ送る。そして磁気飽

和を生じる高負荷域では、積分回路21側に切り替えられ、角速度 $\omega'$ を積分して算出した値 $\theta'$ を位相角 $\theta$ として後続の回路へ送る。

#### 【0051】

次に、図27は、図1の制御手段1の詳細を示す第5の実施例のブロック図である。

図27において、d軸検出部18'から出力された角速度 $\omega$ は、そのままスイッチSW1'へ送られる。また、特微量制御部20'は、前記図26と同様に角速度 $\omega$ を出力する。そしてスイッチSW1'は磁気飽和を生じる高負荷域では特微量制御部20'側へ、高負荷域以外ではd軸検出部18'へ接続される。したがって積分回路23は、高負荷域では特微量制御部20'からの角速度 $\omega'$ を積分して位相角 $\theta$ として出力し、高負荷域以外ではd軸検出部18'からの角速度 $\omega$ を積分して位相角 $\theta$ として出力する。

なお、図22、図23のように $\theta$ を切り替える場合は、d軸検出部で算出する位相と特微量制御部で算出する位相に誤差がある場合に、位相が飛ぶことになるが、本実施例のように $\omega$ を切り替える場合は、この問題がなくなる。

#### 【0052】

次に、図28は、図1の制御手段1の詳細を示す第6の実施例のブロック図である。

図28において、d軸検出部18'から出力された角速度 $\omega$ は、そのまま加算器26へ送られる。また、特微量制御部20"は、補正角速度 $\omega''$ を出力し、スイッチSW1がオンの高負荷域では、加算器26で角速度 $\omega$ に補正角速度 $\omega''$ を加算する。

積分回路23は、加算器26の出力を積分して位相角 $\theta$ として出力する。したがって、高負荷域以外ではd軸検出部18'からの角速度 $\omega$ を積分して位相角 $\theta$ として出力し、高負荷域では角速度 $\omega$ を補正角速度 $\omega''$ で補正した値を積分して位相角 $\theta$ として出力する。なお、補正角速度 $\omega''$ の算出式は、前記(数12)式および(数12')式と同様であるが、前記(数12)式および(数12')式において明らかなように、特微量目標値と特微量とが一致するように動作するため、特微量制御部20"の出力は補正角速度 $\omega''$ となる。

この実施例の場合にも $\omega$ を切り替えるので、 $\theta$ を切り替える場合のように、d軸検出部で算出する位相と特微量制御部で算出する位相に誤差がある場合に、位相が飛ぶという問題がなくなる。

#### 【0053】

次に、図29は、図1の制御手段1の詳細を示す第7の実施例のブロック図である。

これまで説明した第1～第6の実施例は、電圧ベクトル軌跡が真円の高周波電流を重畠し、該高周波電流の電流ベクトル軌跡の長軸の長さと短軸の長さの少なくとも一方に基づいてd軸位相角を補正するという構成であったが、本第7の実施例は、電流ベクトル軌跡が真円の高周波電流を重畠し、該高周波電流の $\alpha - \beta$ 軸上の電圧ベクトル軌跡の長軸の長さと短軸の長さの少なくとも一方に基づいてd軸位相角を補正するという構成である。

#### 【0054】

図29において、周波数分離部24は、一般的な周波数フィルタを用いて、電流センサ4から入力した三相電流から高周波電流を分離して出力する。

高周波電流制御部25は、上記高周波電流と高周波電流目標値とを入力し、高周波電流ベクトル軌跡が真円(図30a参照)となるように、PI制御等を行って高周波三相電圧指令を作成する。

高周波制御は前記した様に、三相(静止座標系)ではなく、d-q軸上(回転座標系)で行うこともできる。

このようにd-q軸上で高周波制御を行い、d-q軸上でd軸検出や特微量制御を行う場合は、モータ回転時に周波数のずれがない。

#### 【0055】

高周波三相電圧指令をベクトル化すると、図30(b)に示すように、その電圧ベクトル軌跡は橢円となる。磁気飽和が生じない低負荷時には、橢円の長軸方向はq軸(インダクタンス最大の位置)を指しており、d軸検出はq軸位相から90°を差し引くことによって行うことが出来る。すなわち、3相2相変換部17では、高周波電流制御部25から

出力された高周波三相電圧指令を入力し、図30（b）に示すような $\alpha - \beta$ 軸電圧を出力する。d軸検出部28は、上記のようにq軸位相から $90^\circ$ を差し引くことによってd軸位相角 $\theta_0$ を算出して出力する。

なお、楕円の長軸（すなわちq軸）の位相角は、前記（数1）式における $I_\alpha$ と $I_\beta$ を $V_\alpha$ と $V_\beta$ に、 $\phi_{i\alpha}$ と $\phi_{i\beta}$ を $\phi_{v\alpha}$ と $\phi_{v\beta}$ に置き換えた式により求めることができる。

### 【0056】

高負荷域における特徴量による補正是、図30（b）の楕円の長軸の長さと短軸の長さの少なくとも一方に基づいた特徴量を所定値に保つことにより、位相を補正する。この特徴量は前記図9、図11、図13、図15、図17、図19、図21に示したようになる。

なお、図9、図11、図13、図17、図19、図21の特性では、特徴量は駆動電流位相角 $\beta$ に応じて右上がりの特性を持っているため、実際の特徴量が特徴量目標値より小さい場合は、検出位相を進め（補正角 $\theta'$ を+）、駆動電流位相角 $\beta$ は一定のまま回転座標系を進めることにより、駆動電流位相 $\beta$ を進める効果を出す。同様に、特徴量目標値より大きい場合は、検出位相を遅らせ（補正角 $\theta'$ を-）、駆動電流位相角 $\beta$ は一定のまま回転座標系を遅らせることにより、駆動電流位相 $\beta$ を遅らす効果を出す。この際、制御ゲインは実験的に決定するまた、図15（a/bの特性）の場合は、特徴量が駆動電流位相角 $\beta$ に応じて右下がりの特性を持っているので、進み/遅れの関係が上記とは逆になる。

### 【0057】

図31は、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャートであり、前記図4（b）に相当する。なお、（a）の部分は図4と同じである。

図31に示すように、このフローでは、高周波電流制御部25の出力電圧を $\alpha - \beta$ 軸上に変換し、図30（b）の状態とする（3相2相変換部17）。そして $\alpha - \beta$ 座標系に変換された電圧ベクトルの $\alpha$ 軸成分 $v_\alpha$ と $\beta$ 軸成分 $v_\beta$ とにつき、図32に示すように、ピーカ値を検出することで振幅と位相を求める。

その後の処理は前記図4（b）と同様である。

### 【0058】

本実施例の様に $\alpha - \beta$ 軸上の電圧ベクトル軌跡から長軸検出を行う場合は、前記の第1の実施例および2における（数3）式、（数9）式、（数10）式、（数11）は、下記（数17）式、（数18）式、（数19）式、（数20）式の様になる。

### 【0059】

#### 【数17】

$$\begin{cases} a = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2 + 2V_\alpha V_\beta} |\sin(\varphi_{v_\alpha} - \varphi_{v_\beta})| + \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2 - 2V_\alpha V_\beta} |\sin(\varphi_{v_\alpha} - \varphi_{v_\beta})| \right\} \\ b = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2 + 2V_\alpha V_\beta} |\sin(\varphi_{v_\alpha} - \varphi_{v_\beta})| - \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2 - 2V_\alpha V_\beta} |\sin(\varphi_{v_\alpha} - \varphi_{v_\beta})| \right\} \end{cases}$$

… (数17)

### 【0060】

#### 【数18】

$$a + b = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2 + 2V_\alpha V_\beta} |\sin(\varphi_{v_\alpha} - \varphi_{v_\beta})| \quad \dots \text{ (数18)}$$

【0061】  
【数19】

$$\sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{(V_\alpha^2 + V_\beta^2)} \quad \cdots (\text{数19})$$

【0062】  
【数20】

$$ab = V_\alpha V_\beta \left| \sin(\varphi_{v_\alpha} - \varphi_{v_\beta}) \right| \quad \cdots (\text{数20})$$

次に、図33は、図1の制御手段1の詳細を示す第8の実施例のブロック図である。

本実施例は、高周波電流の $\alpha - \beta$ 軸上の電圧ベクトル軌跡の長軸の長さと短軸の長さの少なくとも一方に基づいてd軸位相角を補正するものにおいて、 $\alpha - \beta$ 軸電圧からd軸位相角 $\theta_0$ を算出し、また、特微量から検出した角速度 $\omega'$ を積分して位相角 $\theta'$ を算出し、 $\theta_0$ と $\theta'$ の何れかを切替て出力するように構成したものである。この構成は電流ベクトルを用いる前記第2の実施例（図22）に相当するものである。

【0063】

図33において、d軸検出部28は $\alpha - \beta$ 軸電圧ベクトル軌跡に基づいてd軸の位相角 $\theta_0$ を算出する。また、特微量制御部20'では角速度 $\omega'$  [rad/s]を算出し、これを積分回路21で積分して位相角 $\theta'$  [rad]を算出する。そして高負荷域以外ではスイッチSW1'がd軸検出部28側に切り替わり、位相角 $\theta_0$ を位相角として出力する。一方、高負荷域ではスイッチSW1'が積分回路21側に切り替わり、位相角 $\theta'$ を位相角として出力する。

なお、角速度 $\omega$ は、前記（数12）式で求める。

【0064】

次に、図34は、図1の制御手段1の詳細を示す第9の実施例のブロック図である。

本実施例は、高周波電流のd-q軸上の電圧ベクトル軌跡の長軸の長さと短軸の長さの少なくとも一方に基づいてd軸位相角を補正する構成において、d-q軸電圧からd軸位相角 $\theta_0$ を算出する際に、角速度 $\omega$ を用いる構成を示すものである。この構成は電流ベクトルを用いる前記第3の実施例（図23）に相当するものである。

【0065】

本第9の実施例においては、d-q軸変換部27は、高周波電圧をd-q軸変換してd-q軸電圧を出力し、d軸検出部28'ではd-q軸上に変換された電圧ベクトル軌跡のd軸成分 $v_d$ とq軸成分 $v_q$ をそれぞれ、ピーク値検出、0クロスの時間検出により、振幅、位相を求める。この時、d軸から梢円長軸までの角度 $\theta$ は、 $I_\alpha$ と $I_\beta$ を $V_d$ と $V_q$ に、 $\phi_{i\alpha}$ と $\phi_{i\beta}$ を $\phi_{vd}$ と $\phi_{vq}$ に変更する以外は、前記（数1）式と同様であるが、これに一定の係数を乗じて（比例演算を行って）角速度 $\omega$ として出力する。そして積分回路22で上記 $\omega$ を積分することにより、d軸位相角 $\theta_0$ を生成して出力する。

【0066】

なお、前記第3の実施例（図23）と同様に、角速度 $\omega$ はP I（比例積分）演算によってを算出しても良く、また、予め実験により求められたトルクに対応するd軸から梢円長軸までの角度 $\theta$ をトルク毎のテーブルとして持ち、トルク目標値に応じて対応する角度 $\theta$ を決定することによって、位相推定精度を向上させることができる。

特微量制御部20は、d-q軸電圧から求めた補正角 $\theta'$ を出力し、スイッチSW1がオンの高負荷域では、図23と同様に補正角 $\theta'$ によってd軸位相角 $\theta_0$ を補正して位相角 $\theta$ とする。

【0067】

図35は、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャートであり、前記図4（b）に相当する。なお、（a）の部分は図4と同じである。

図35に示すように、このフローでは、高周波電流制御部25の出力電圧をd-q軸上に変換し、図30（b）の状態とする。そしてd-q座標系に変換された電圧ベクトルのd軸成分v<sub>d</sub>とq軸成分v<sub>q</sub>とにつき、図36に示すように、ピーク値を検出することで振幅V<sub>d</sub>、V<sub>q</sub>と位相φ<sub>v<sub>d</sub></sub>、φ<sub>v<sub>q</sub></sub>を求める。

その後の処理は前記図4（b）と同様である。

#### 【0068】

本実施例においては、前記第3の実施例と同様にd-q軸上で長軸検出を行うので、一定回転時に高周波電圧ベクトルの軌跡がd-q軸上で橿円の状態で停止するため、回転することによる検出誤差がないという利点がある。

#### 【0069】

ただし、本実施例の様にd-q軸上で長軸検出を行う場合は、前記の第1の実施例および第2の実施例における（数3）、（数9）式、（数10）式、（数11）は、下記（数21）式、（数22）式、（数23）式、（数24式）の様になる。

#### 【0070】

##### 【数21】

$$\begin{cases} a = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{V_d^2 + V_q^2 + 2V_d V_q} |\sin(\varphi_{v_d} - \varphi_{v_q})| + \sqrt{V_d^2 + V_q^2 - 2V_d V_q} |\sin(\varphi_{v_d} - \varphi_{v_q})| \right\} \\ b = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{V_d^2 + V_q^2 + 2V_d V_q} |\sin(\varphi_{v_d} - \varphi_{v_q})| - \sqrt{V_d^2 + V_q^2 - 2V_d V_q} |\sin(\varphi_{v_d} - \varphi_{v_q})| \right\} \end{cases}$$

…（数21）

#### 【0071】

##### 【数22】

$$a+b = \sqrt{V_d^2 + V_q^2 + 2V_d V_q} |\sin(\varphi_{v_d} - \varphi_{v_q})| \quad \dots \text{（数22）}$$

#### 【0072】

##### 【数23】

$$\sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)} \quad \dots \text{（数23）}$$

#### 【0073】

##### 【数24】

$$ab = V_d V_q |\sin(\varphi_{v_d} - \varphi_{v_q})| \quad \dots \text{（数24）}$$

次に、図37は、図1の制御手段1の詳細を示す第10の実施例のブロック図である。本実施例は、高周波電流のd-q軸上の電圧ベクトル軌跡の長軸の長さと短軸の長さの少なくとも一方に基づいてd軸位相角を補正するものにおいて、d-q軸電圧からd軸位

相角  $\theta_0$  を算出する際に、角速度  $\omega$  を用い、かつ、特徴量から求める d 軸位相角  $\theta'$  も角速度  $\omega'$  を用いて算出し、それらを切り替える構成である。

#### 【0074】

図37において、d軸検出部28'では、d-q軸上に変換された高周波分離された電圧ベクトルのd軸成分v<sub>d</sub>とq軸成分v<sub>q</sub>をそれぞれ、ピーク値検出、0クロスの時間検出により、振幅、位相を求め、これに一定の係数を乗じて角速度  $\omega'$  として出力する。そして積分回路22で上記  $\omega'$  を積分することにより、d軸位相角  $\theta_0$  を生成して出力する。

一方、特徴量制御部20'では、角速度  $\omega'$  [rad/s] を出力し、積分回路21で  $\omega'$  を積分して位相角  $\theta'$  [rad] を算出する。

スイッチSW1'は、磁気飽和を生じる高負荷域以外では、積分回路22側に接続され、積分回路22からのd軸位相角  $\theta_0$  を位相角  $\theta$  として後続の回路へ送る。そして磁気飽和を生じる高負荷域では、積分回路21側に切り替えられ、角速度  $\omega'$  を積分して算出した値  $\theta'$  を位相角  $\theta$  として後続の回路へ送る。

#### 【0075】

次に、図38は、図1の制御手段1の詳細を示す第11の実施例のブロック図である。

この実施例は、前記第10の実施例（図37）において、角速度  $\omega$  を積分する積分回路23をスイッチSW1'の後ろに接続したものである。

図38において、d軸検出部28'から出力された角速度  $\omega$  は、そのままスイッチSW1'へ送られ、また、特徴量制御部20'は、前記図37と同様に角速度  $\omega'$  を出力する。そしてスイッチSW1'は磁気飽和を生じる高負荷域では特徴量制御部20'側へ、高負荷域以外ではd軸検出部28'へ接続される。したがって積分回路23は、高負荷域では特徴量制御部20'からの角速度  $\omega'$  を積分して位相角  $\theta$  として出力し、高負荷域以外ではd軸検出部28'からの角速度  $\omega$  を積分して位相角  $\theta$  として出力する。

図38の構成によれば、前記第5の実施例（図27）と同様に、角速度  $\omega$  の状態で切り替えを行うので、位相角  $\theta$  を切り替える際に位相が飛ぶことを防止することができる。

#### 【0076】

次に、図39は図1の制御手段1の詳細を示す第12の実施例のブロック図である。

本実施例は、高周波電流のd-q軸上の電圧ベクトル軌跡の長軸の長さと短軸の長さの少なくとも一方に基づいてd軸位相角を補正するものにおいて、角速度  $\omega$  を補正角速度  $\omega''$  で補正する構成を示す。この構成は、前記第6の実施例（図28）を電圧ベクトル方式に適用したものに相当する。なお、補正角速度  $\omega''$  の算出式は、前記第6の実施例と同様に（数12）式および（数12'）式を用いる。

#### 【0077】

図39において、d軸検出部28'から出力された角速度  $\omega$  は、そのまま加算器26へ送られる。また、特徴量制御部20''は、補正角速度  $\omega''$  を出力し、スイッチSW1がオンの高負荷域では、加算器26で角速度  $\omega$  に補正角速度  $\omega''$  を加算する。

積分回路23は、加算器26の出力  $\omega$  を積分して位相角  $\theta$  として出力する。したがって、高負荷域以外ではd軸検出部28'からの角速度  $\omega$  を積分して位相角  $\theta$  として出力し、高負荷域では角速度  $\omega$  を補正角速度  $\omega''$  で補正した値を積分して位相角  $\theta$  として出力する。この実施例の場合にも角速度  $\omega$  を切り替えるので、位相角  $\theta$  を切り替える場合のように、d軸検出部で算出する位相と特徴量制御部で算出する位相に誤差がある場合に、位相が飛ぶという問題がなくなる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0078】

【図1】本発明の一実施例の全体構成を示すブロック図。

【図2】図1の制御手段1の詳細を示す第1の実施例のブロック図。

【図3】真円の電圧ベクトル軌跡と橢円の電流ベクトル軌跡とを示す図。

【図4】磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャート。

【図5】位相  $\phi_{i\alpha}$ 、 $\phi_{i\beta}$  の検出方法を説明するための図。

【図6】電流ベクトル軌跡において、磁気飽和が起こる場合の楕円の長軸とd軸の差θeを示す図。

【図7】電圧ベクトル軌跡において、磁気飽和が起こる場合の楕円の長軸とd軸の差θeを示す図。

【図8】特微量である楕円電流の長軸の長さaと電流位相βとの関係を示す図。

【図9】特微量である楕円電圧の長軸の長さaと電流位相βとの関係を示す図。

【図10】特微量である楕円電流の長軸a+短軸bと電流位相βとの関係を示す図。

【図11】特微量である楕円電圧の長軸a+短軸bと電流位相βとの関係を示す図。

【図12】特微量である楕円電流の短軸の長さbと電流位相βとの関係を示す図。

【図13】特微量である楕円電圧の短軸の長さbと電流位相βとの関係を示す図。

【図14】特微量である楕円電流の短軸b/長軸aと電流位相βとの関係を示す図。

【図15】特微量である楕円電圧の短軸b/長軸aと電流位相βとの関係を示す図。

【図16】特微量である楕円電流の長軸a×短軸bと電流位相βとの関係を示す図。

【図17】特微量である楕円電圧の長軸a×短軸bと電流位相βとの関係を示す図。

【図18】特微量である楕円電流の長軸aと短軸bについて、 $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ と電流位相βとの関係を示す図。

【図19】特微量である楕円電圧の長軸aと短軸bについて、 $\sqrt{(a^2 + b^2)}$ と電流位相βとの関係を示す図。

【図20】特微量である楕円電流の長軸aと短軸bについて、 $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a + b)$ と電流位相βとの関係を示す図。

【図21】特微量である楕円電圧の長軸aと短軸bについて、 $\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a + b)$ と電流位相βとの関係を示す図。

【図22】図1の制御手段1の詳細を示す第2の実施例のブロック図。

【図23】図1の制御手段1の詳細を示す第3の実施例のブロック図。

【図24】第3の実施例において、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャート。

【図25】第3の実施例において、位相φid、φiqの検出方法を説明するための図。

【図26】図1の制御手段1の詳細を示す第4の実施例のブロック図。

【図27】図1の制御手段1の詳細を示す第5の実施例のブロック図。

【図28】図1の制御手段1の詳細を示す第6の実施例のブロック図。

【図29】図1の制御手段1の詳細を示す第7の実施例のブロック図。

【図30】真円の電流ベクトル軌跡と楕円の電圧ベクトル軌跡とを示す図。

【図31】第7の実施例において、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャート。

【図32】第7の実施例において、位相φvα、φvβの検出方法を説明するための図。

【図33】図1の制御手段1の詳細を示す第8の実施例のブロック図。

【図34】図1の制御手段1の詳細を示す第9の実施例のブロック図。

【図35】第9の実施例において、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャート。

【図36】第9の実施例において、位相φvd、φvqの検出方法を説明するための図。

【図37】図1の制御手段1の詳細を示す第10の実施例のブロック図。

【図38】図1の制御手段1の詳細を示す第11の実施例のブロック図。

【図39】図1の制御手段1の詳細を示す第12の実施例のブロック図。

#### 【符号の説明】

【0079】

1…制御手段

3…IPMモータ

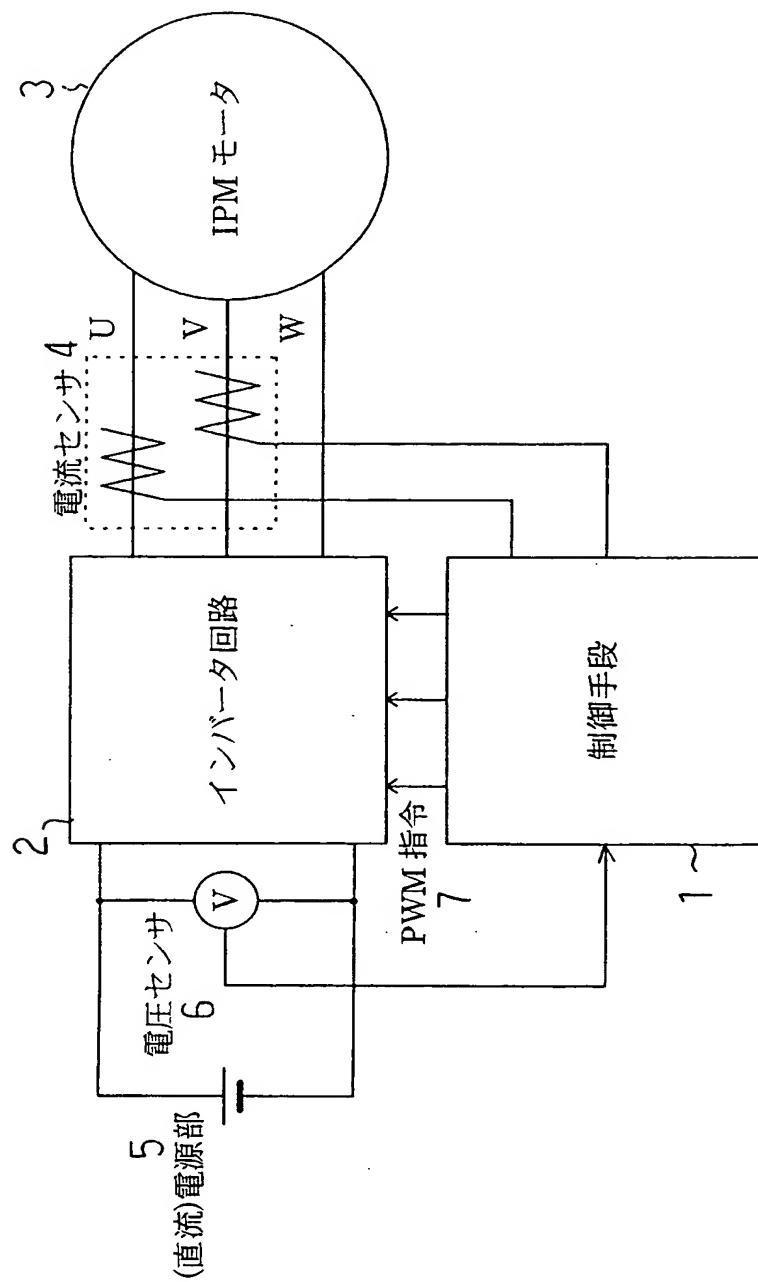
2…インバータ回路

4…電流センサ

5 … 電源部	6 … 電圧センサ
7 … PWM 指令	10 … 電流／特徴量目標値作成部
11 … d-q 軸変換部	12 … 電流制御部
13 … 三相変換部	14 … 高周波回転電圧発生部
15 … PWM 指令作成部	16 … 周波数分離部
17 … 3 相 2 相変換部	18、18' … d 軸検出部
19 … 特徴量算出部	20、20'、20'' … 特徴量制御部
21、22、23 … 積分回路	24 … 周波数分離部
25 … 高周波電流制御部	26 … 加算器
27 … d-q 軸変換部	28、28' … d 軸検出部

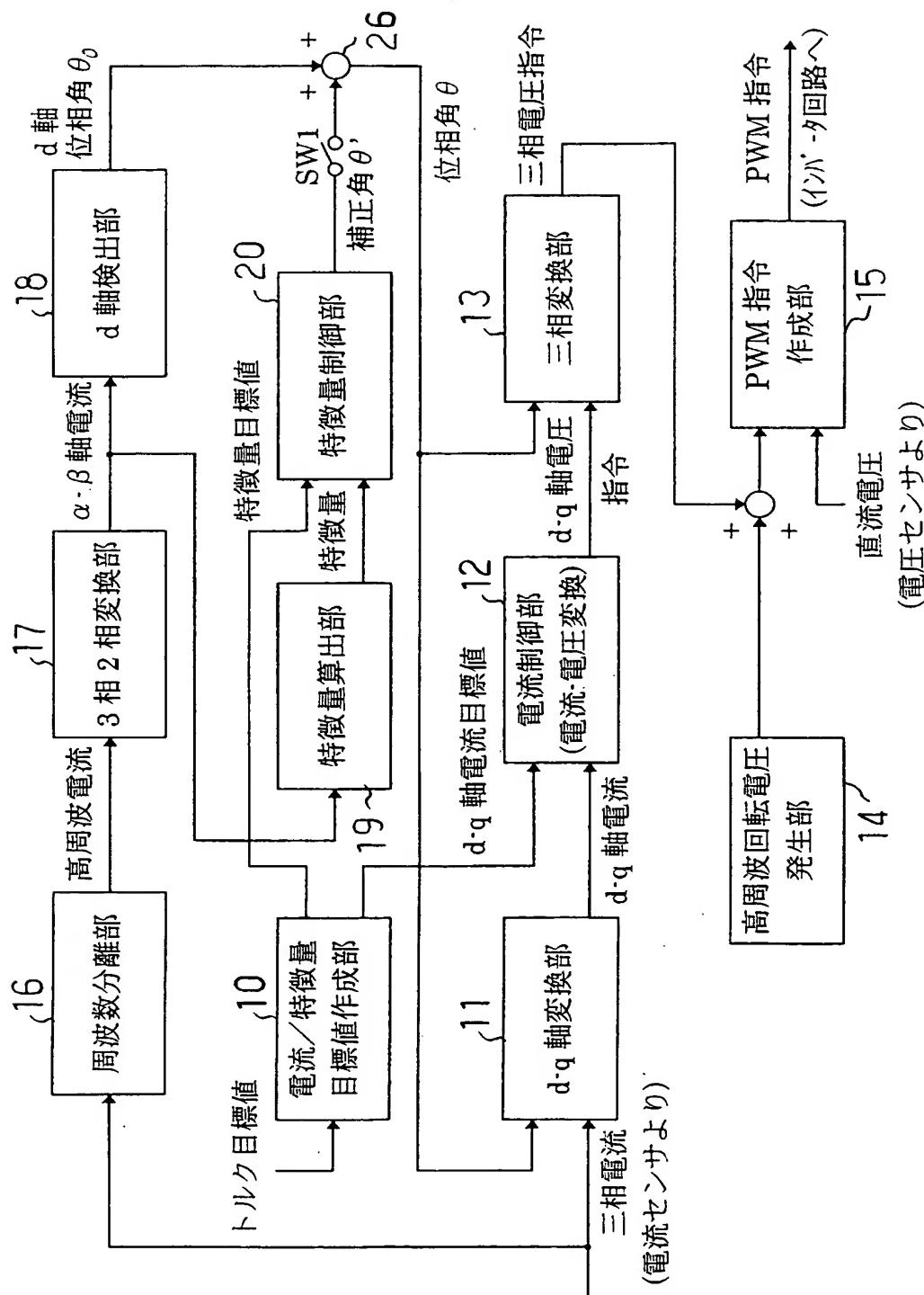
【書類名】 図面  
【図 1】

(図 1)



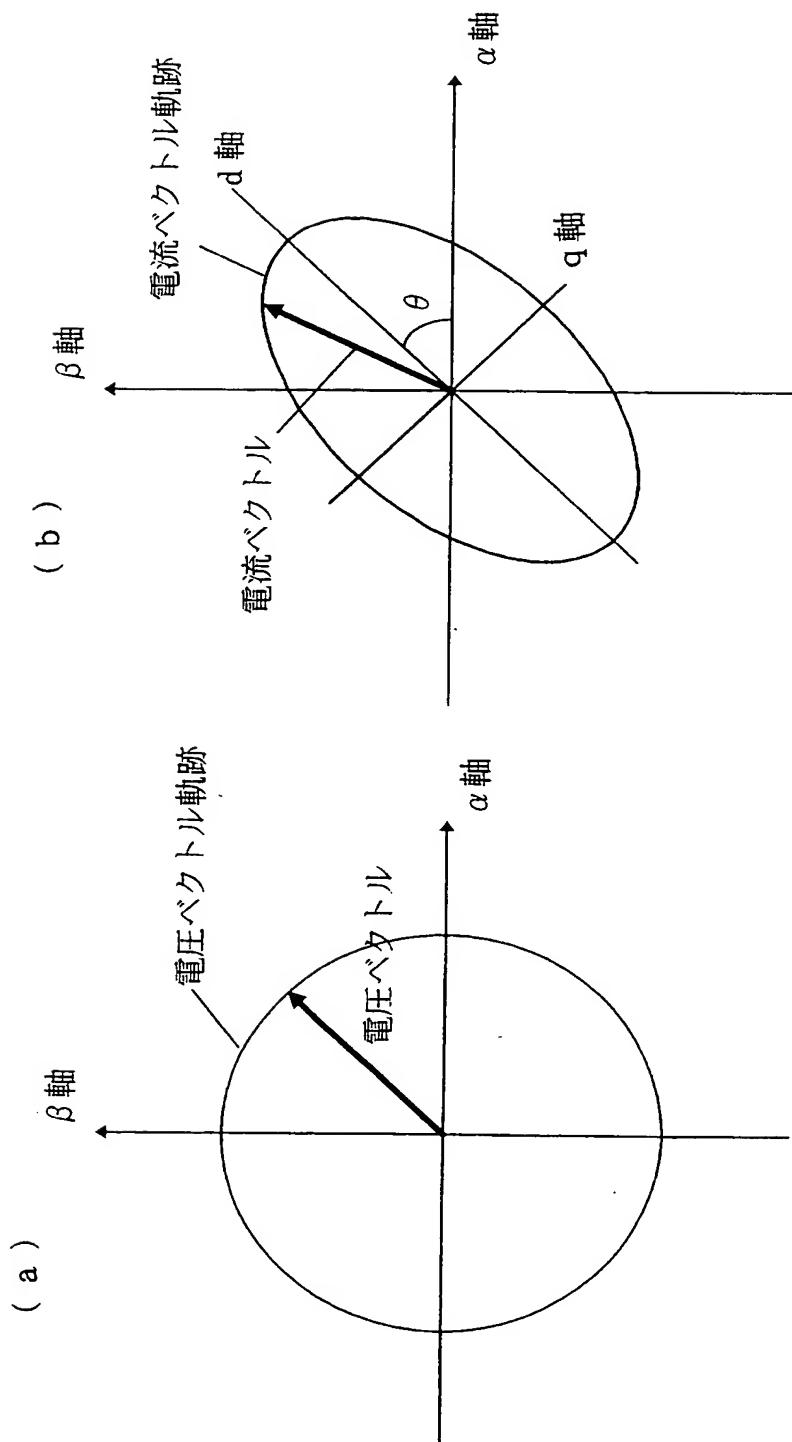
【図2】

(図2)



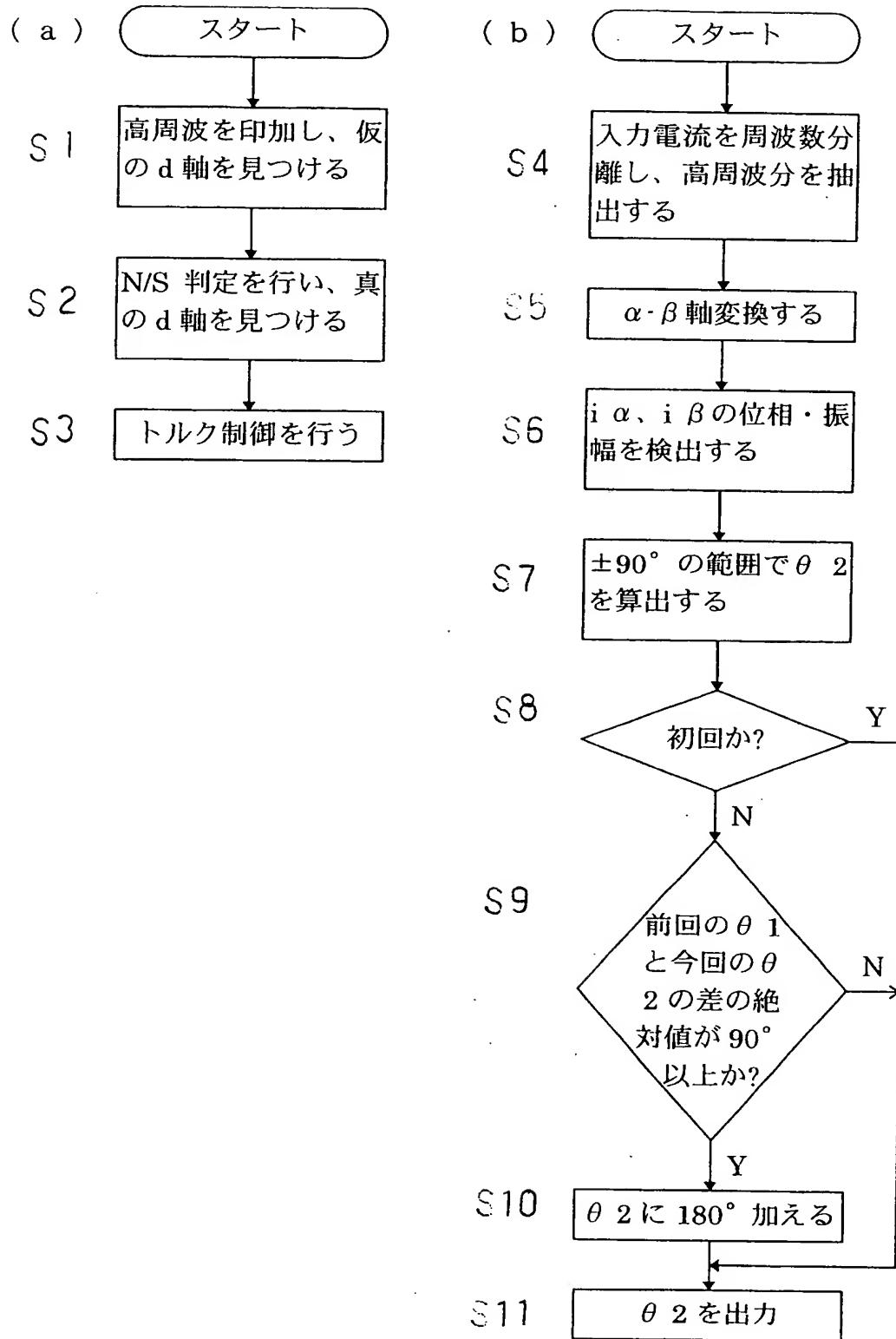
【図3】

(図3)



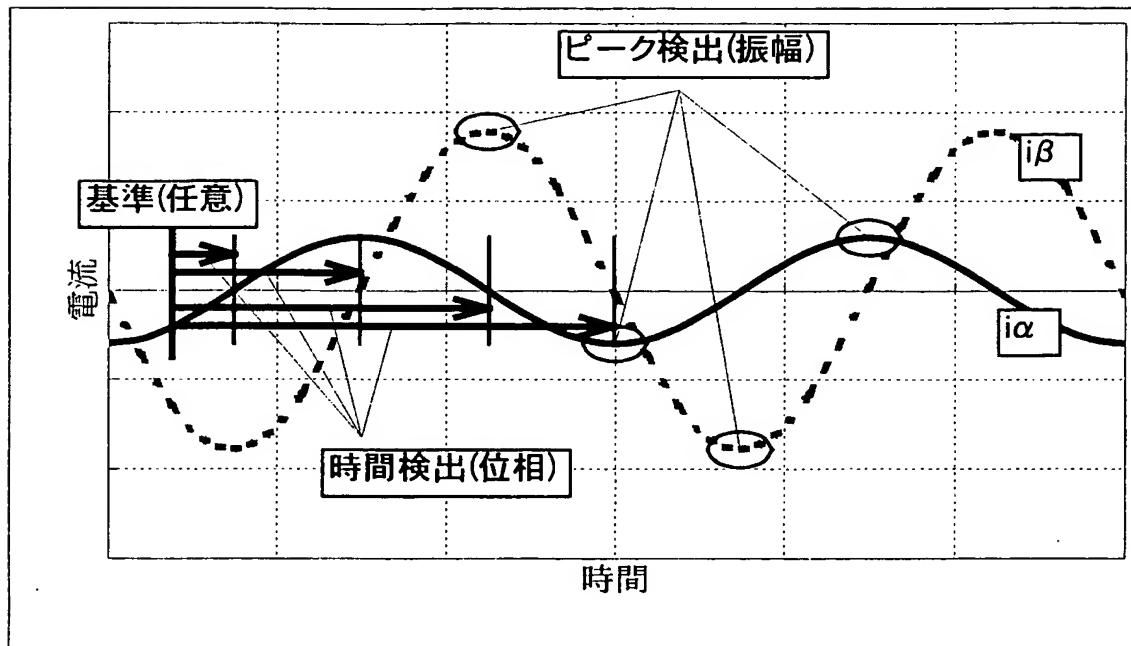
【図4】

(図4)



【図 5】

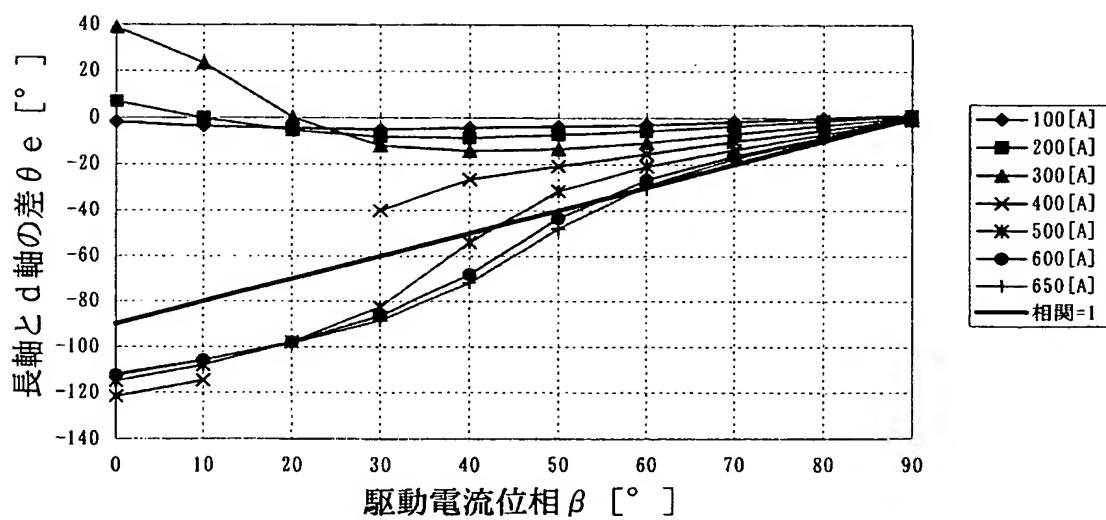
( 図 5 )



【図 6】

( 図 6 )

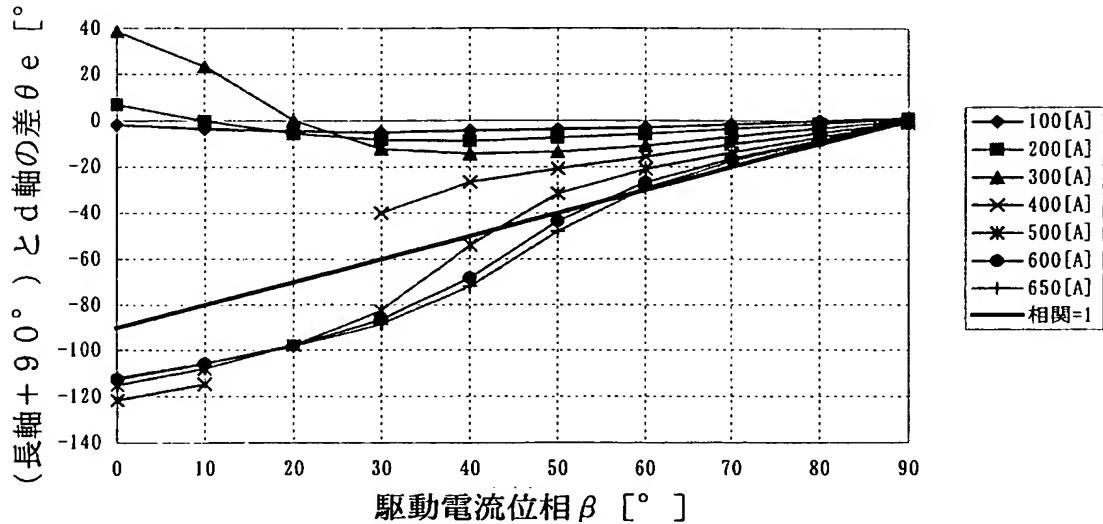
長軸と d 軸の差 (駆動電流 i\_a 毎)



【図7】

(図7)

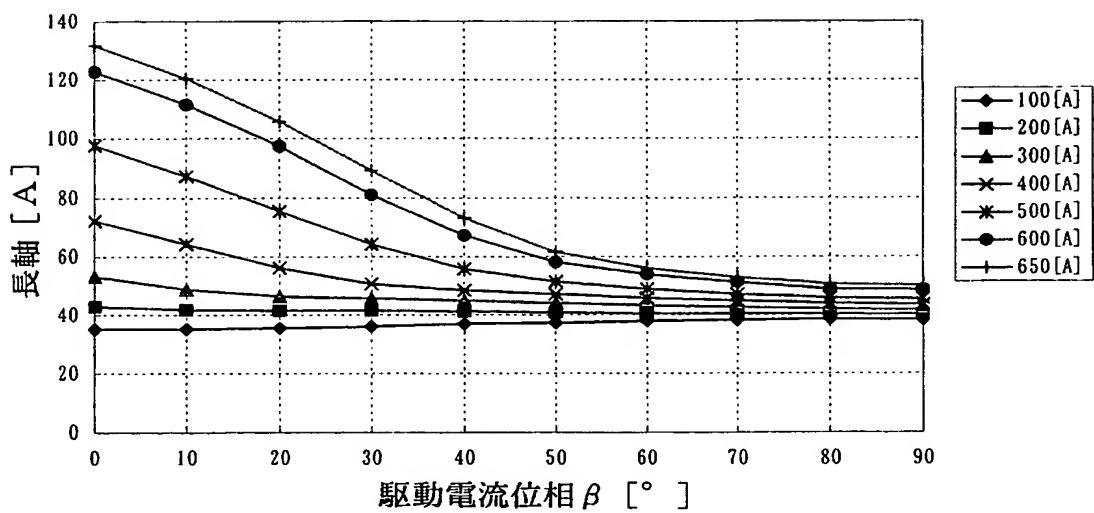
(長軸+90°)とd軸の差(駆動電流i\_a毎)



【図8】

(図8)

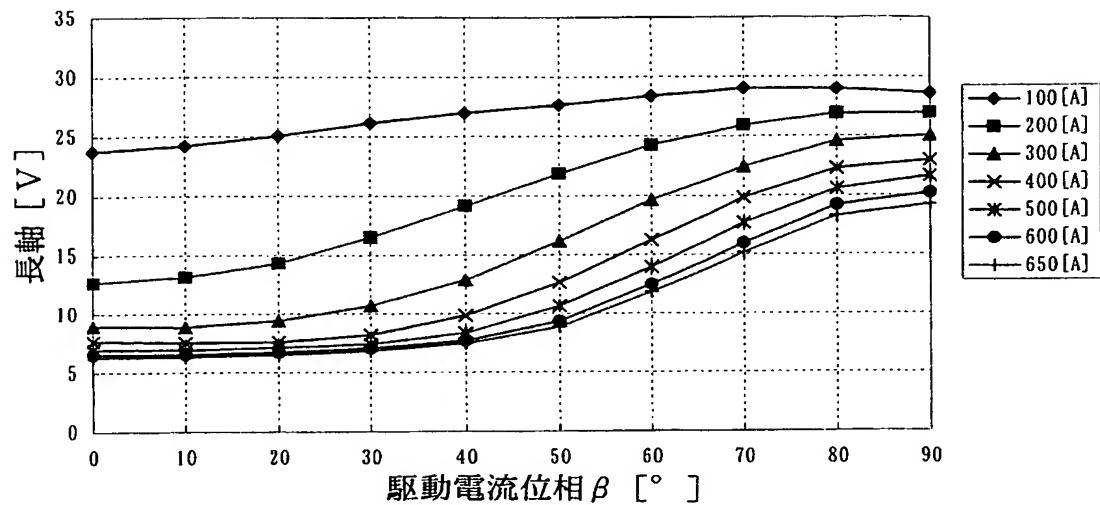
長軸の長さ(駆動電流i\_a毎)



【図 9】

( 図 9 )

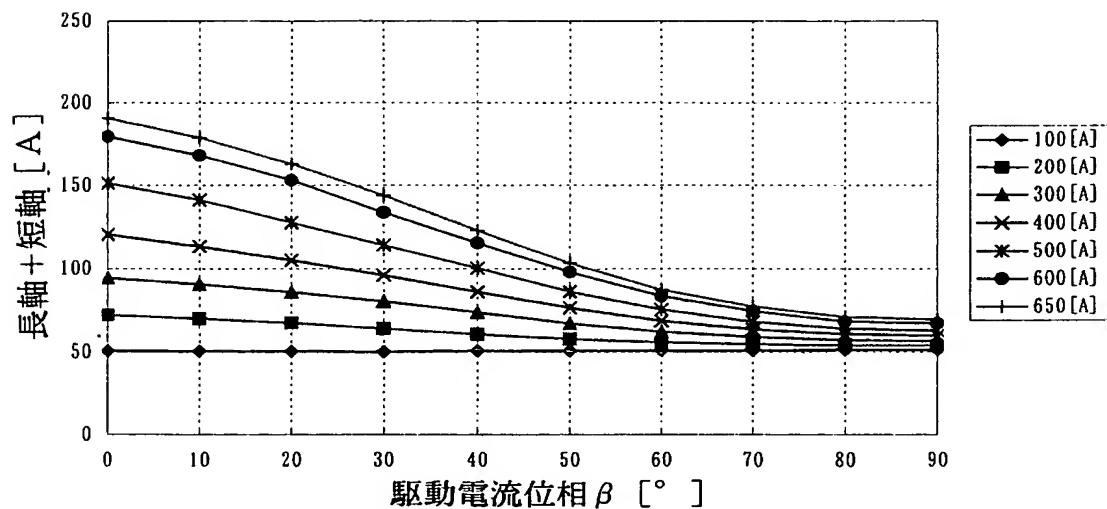
長軸の長さ（駆動電流 i a 毎）



【図 10】

( 図 10 )

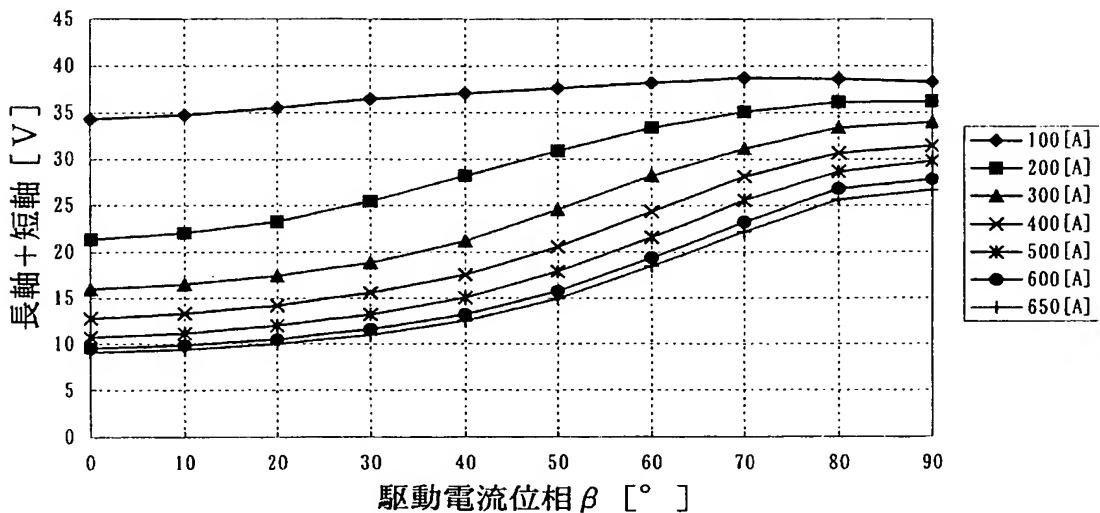
長軸 + 短軸（駆動電流 i a 毎）



【図11】

(図11)

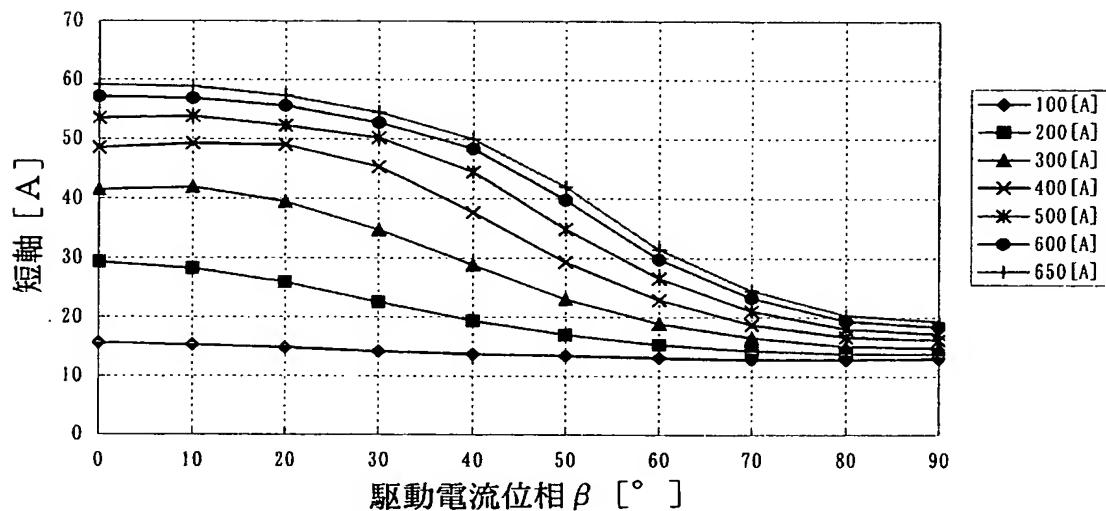
長軸+短軸(駆動電流 i\_a 毎)



【図12】

(図12)

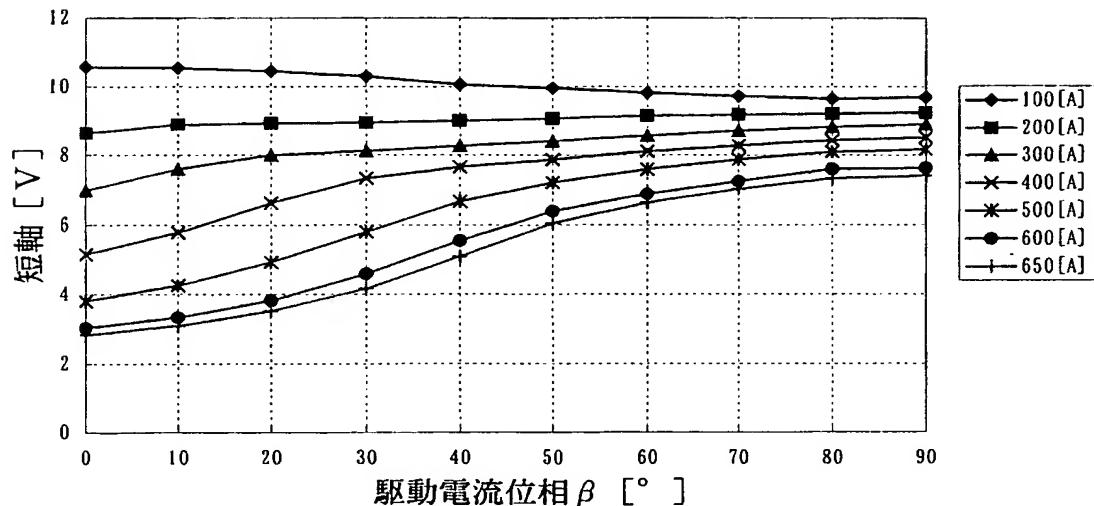
短軸の長さ(駆動電流 i\_a 毎)



【図13】

(図13)

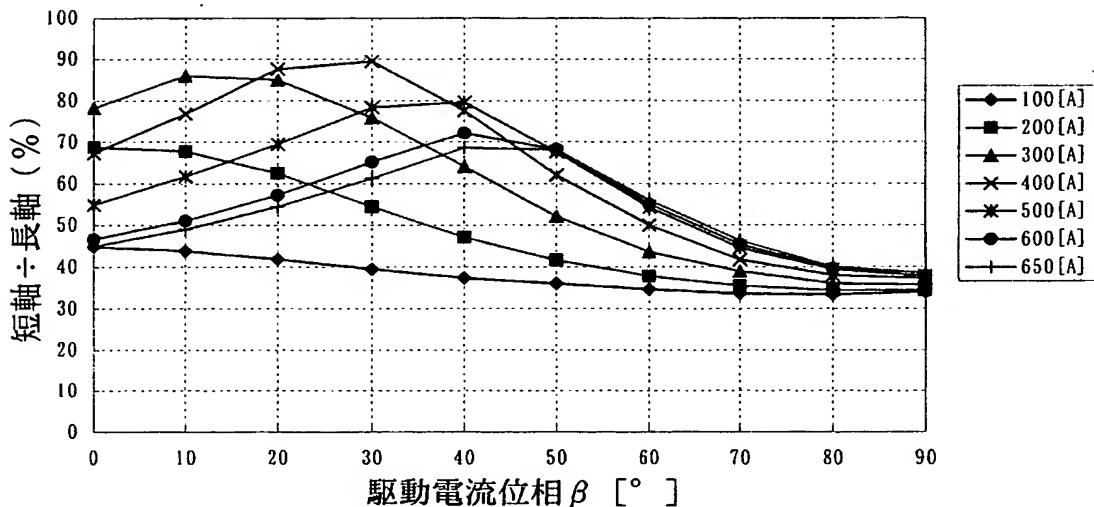
短軸の長さ（駆動電流 i\_a 毎）



【図14】

(図14)

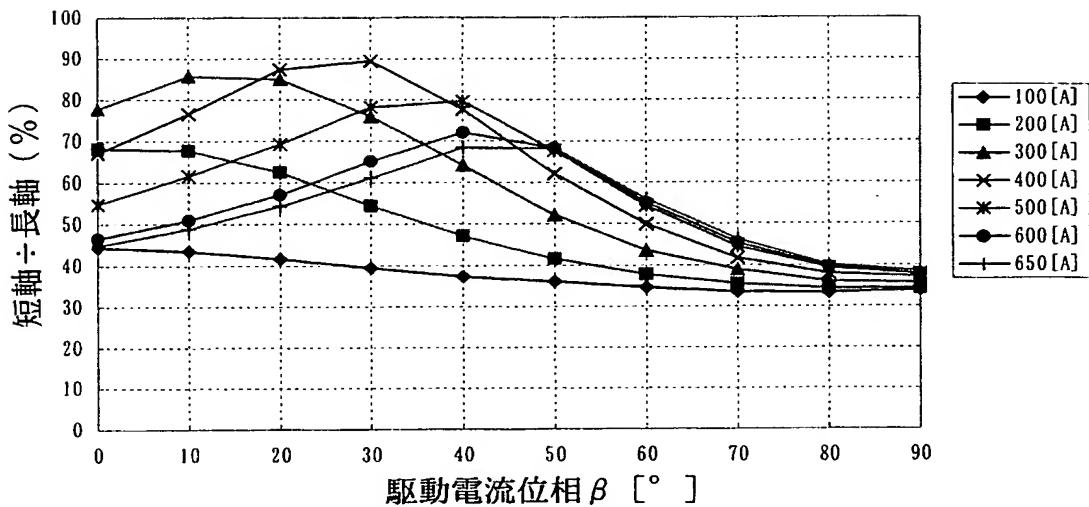
短軸÷長軸（駆動電流 i\_a 毎）



【図15】

(図15)

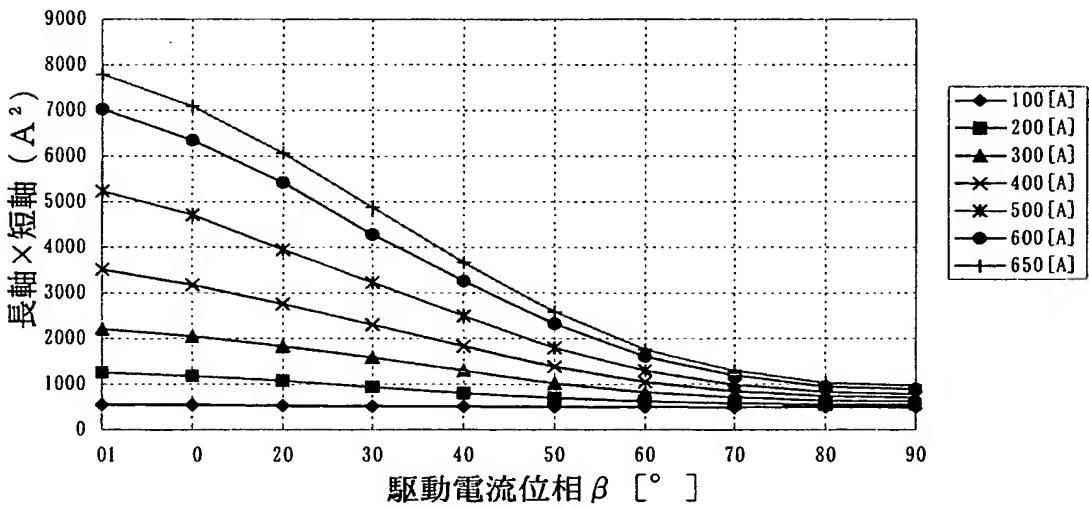
短軸÷長軸(駆動電流 i a 毎)



【図16】

(図16)

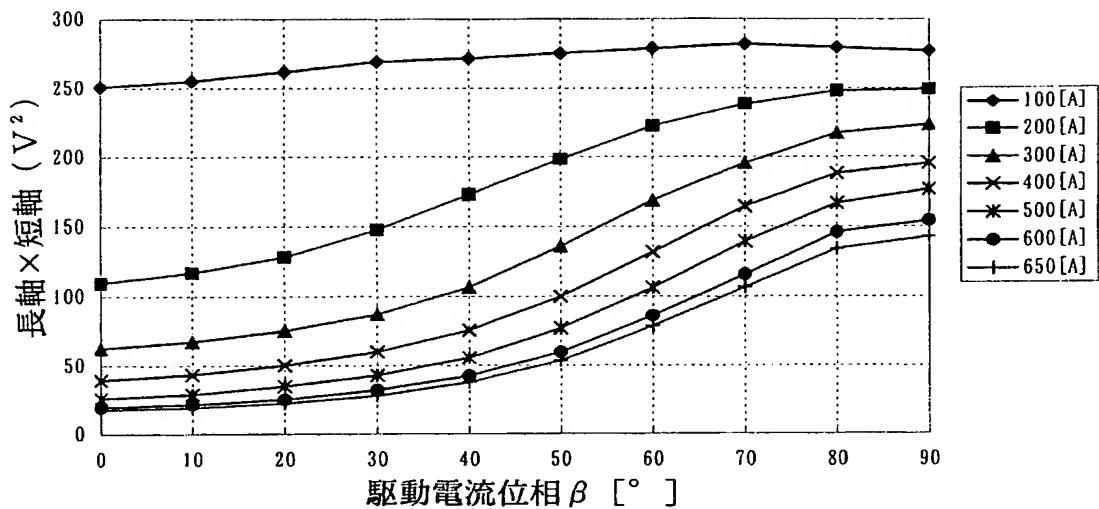
長軸×短軸(駆動電流 i a 毎)



【図17】

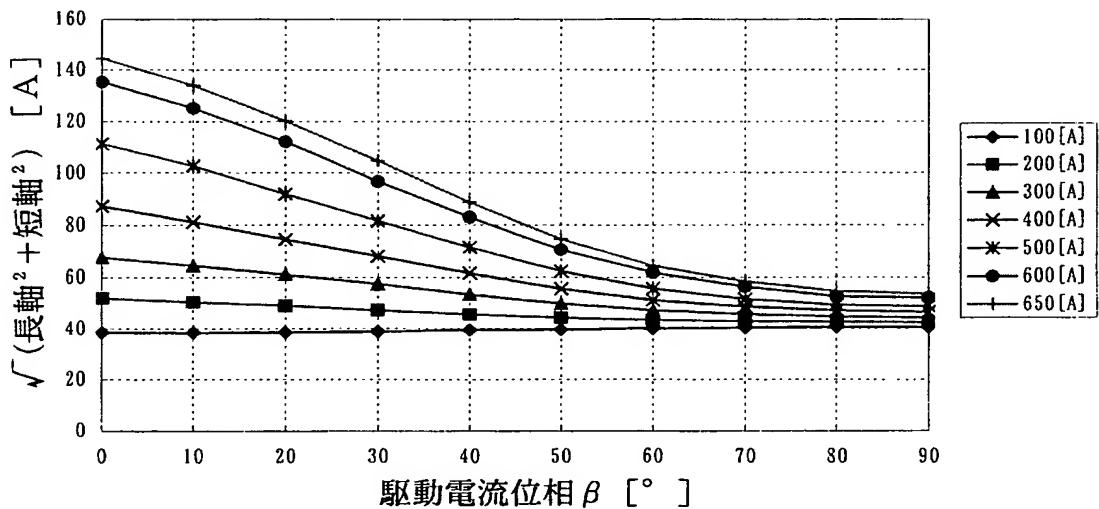
(図17)

長軸×短軸(駆動電流 i a 毎)



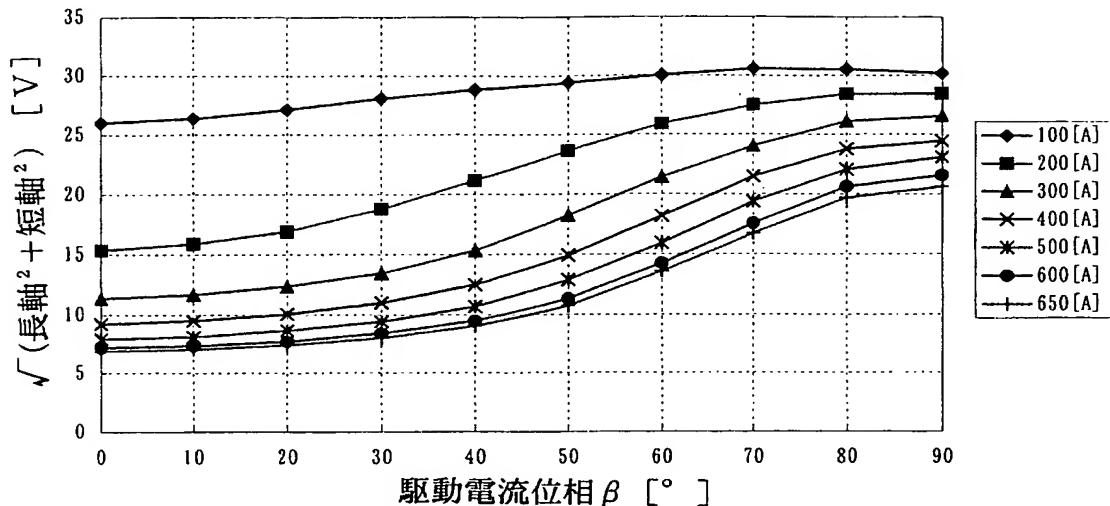
【図18】

(図18)

 $\sqrt{(\text{長軸}^2 + \text{短軸}^2)}$  (駆動電流 i a 毎)

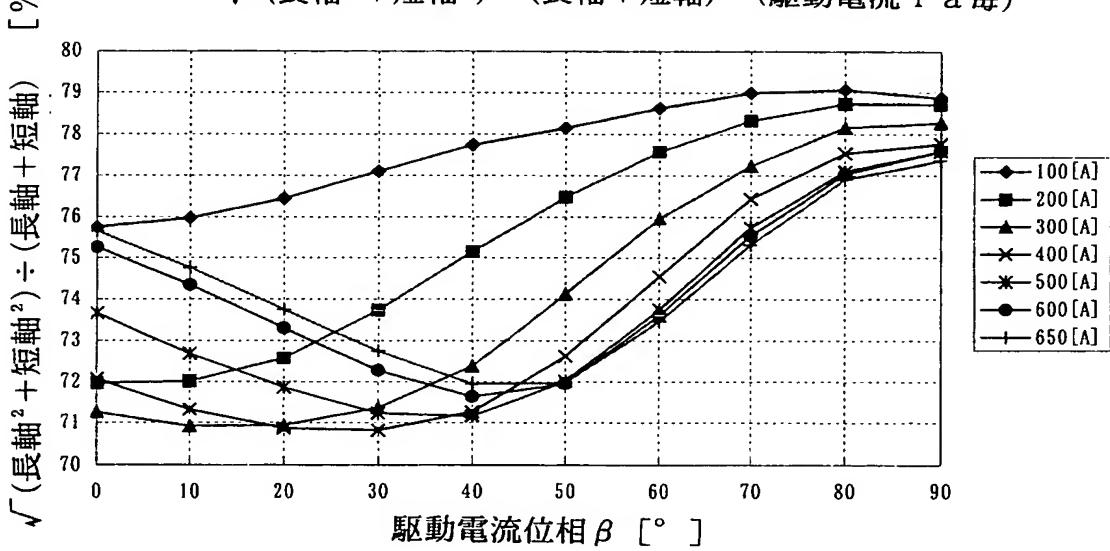
【図19】

(図19)

 $\sqrt{(長軸^2 + 短軸^2)}$  (駆動電流 i a 毎)

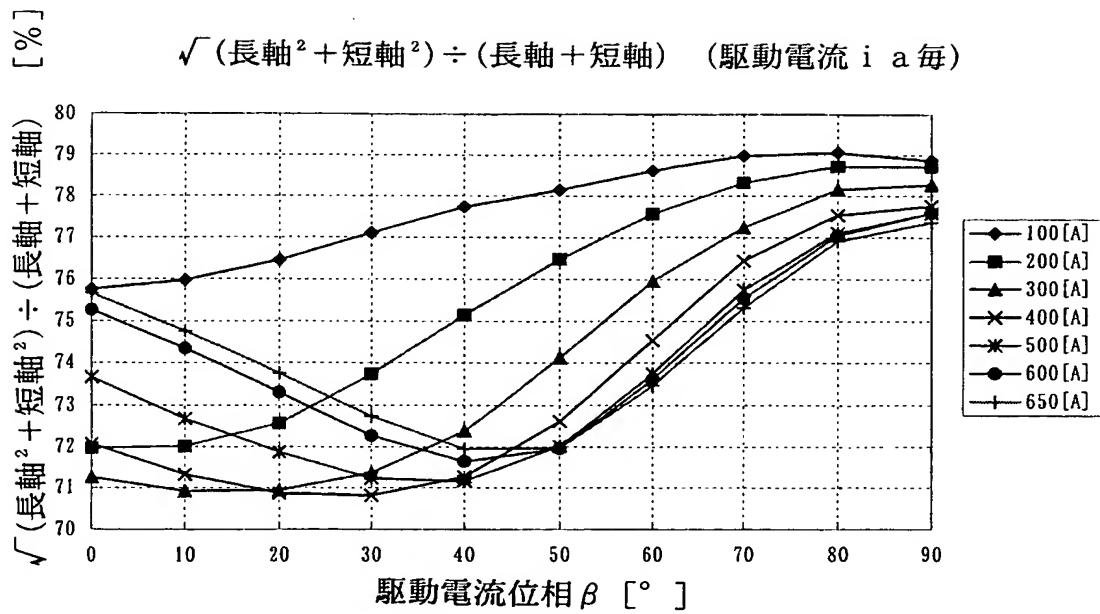
【図20】

(図20)

 $\sqrt{(長軸^2 + 短軸^2)} \div (長軸 + 短軸)$  (駆動電流 i a 毎)

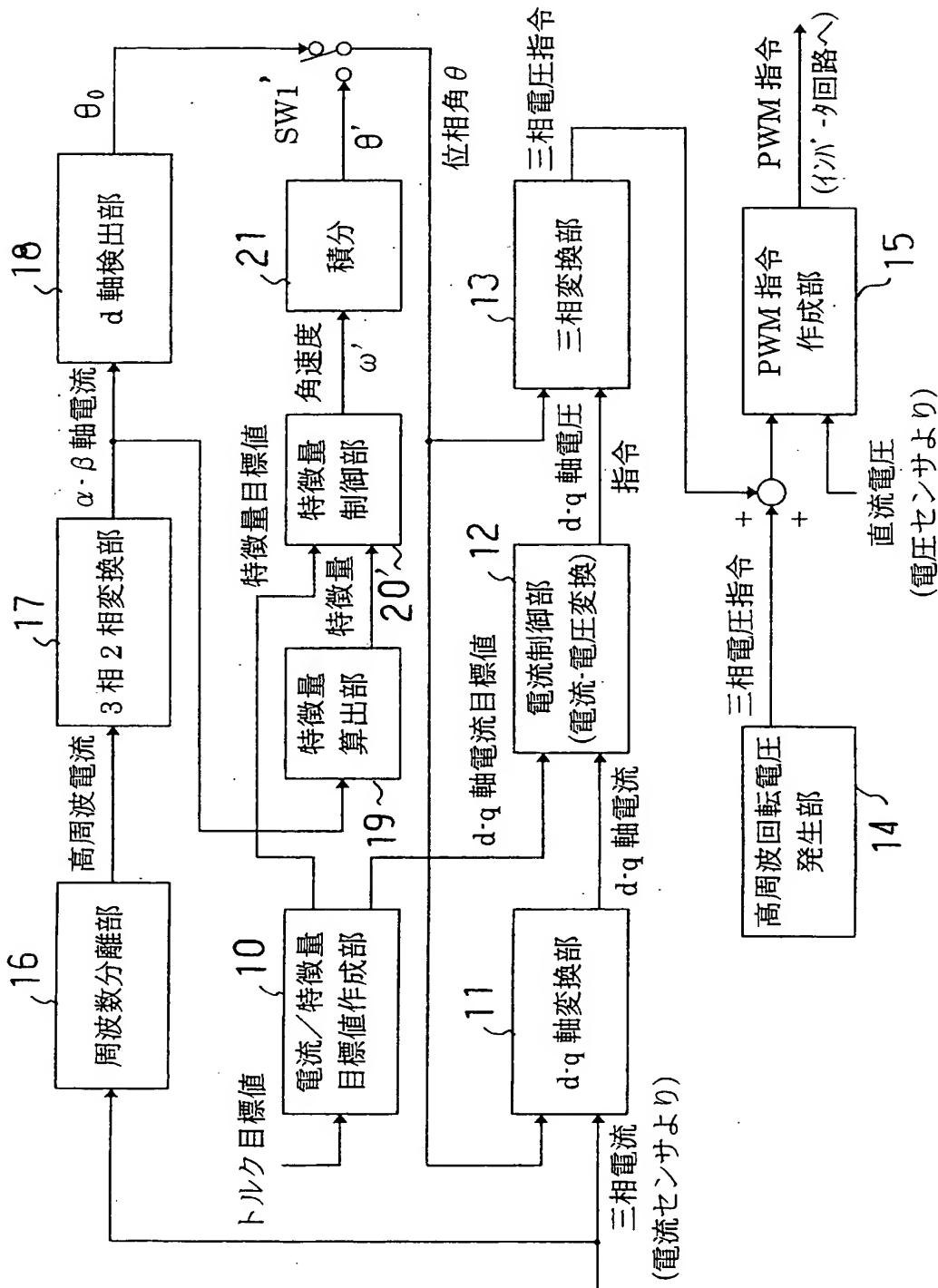
【図21】

(図21)



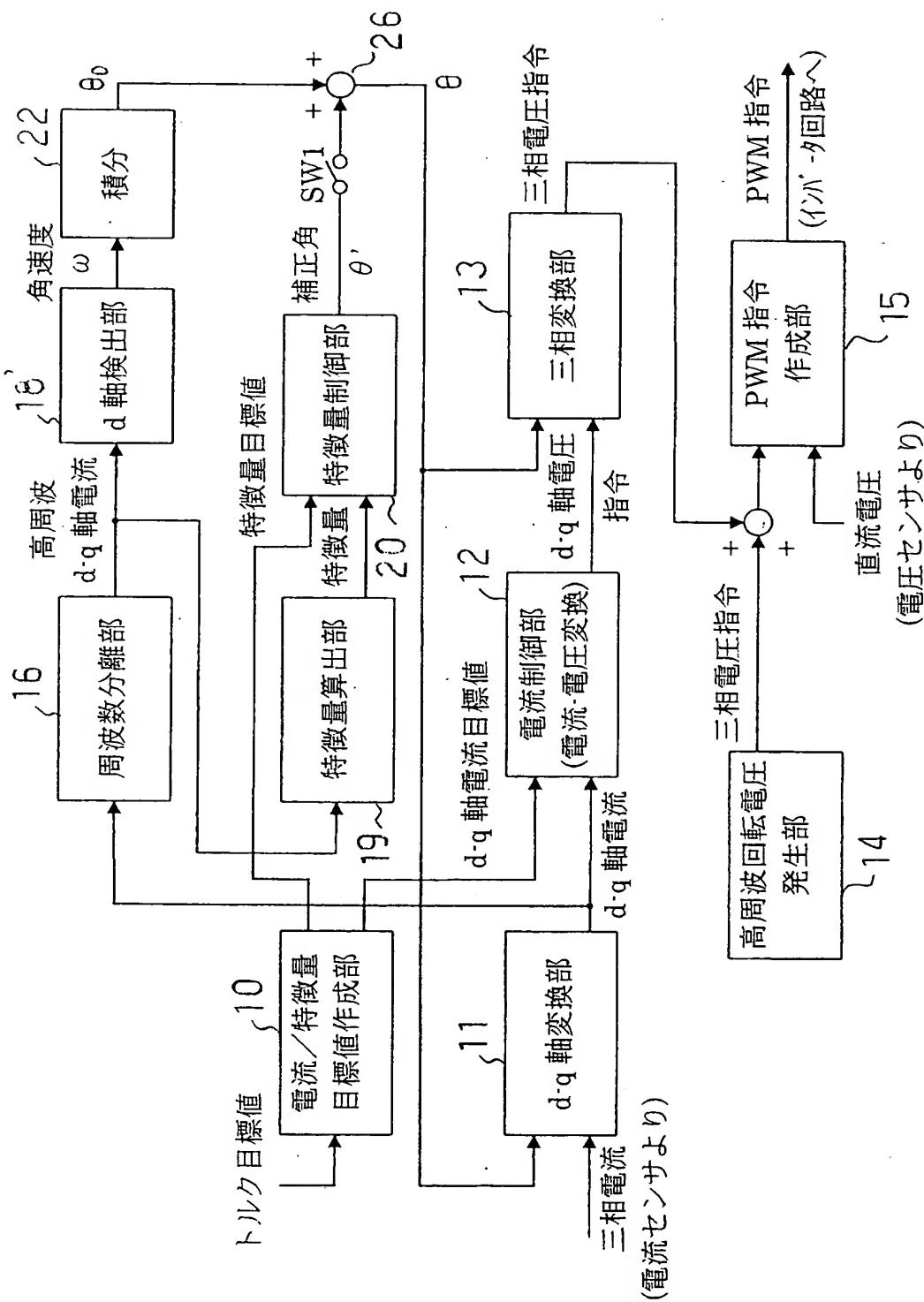
【図22】

(図22)



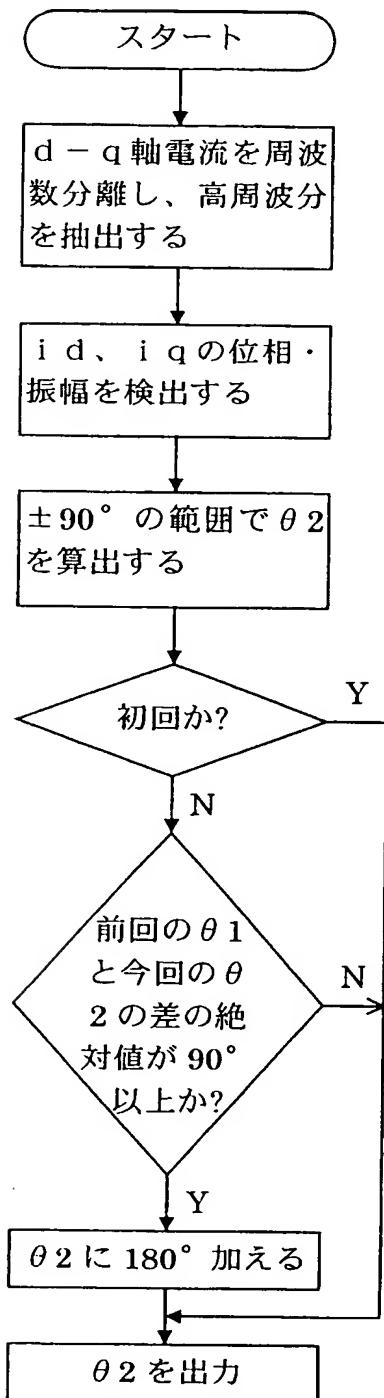
【図23】

(図23)



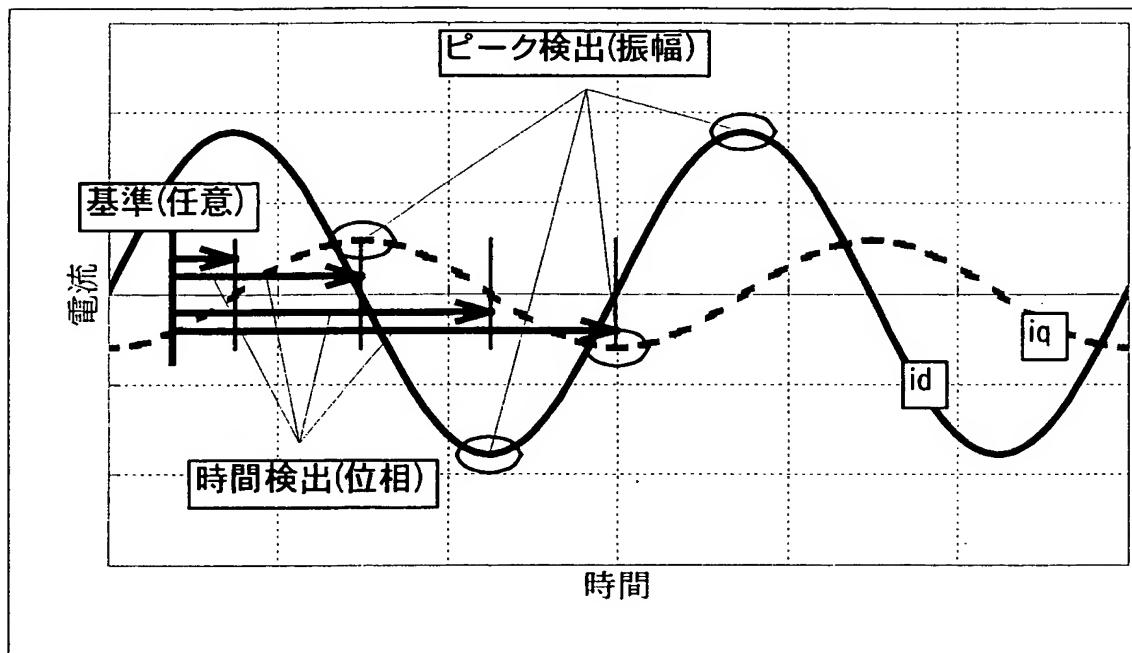
【図24】

(図24)



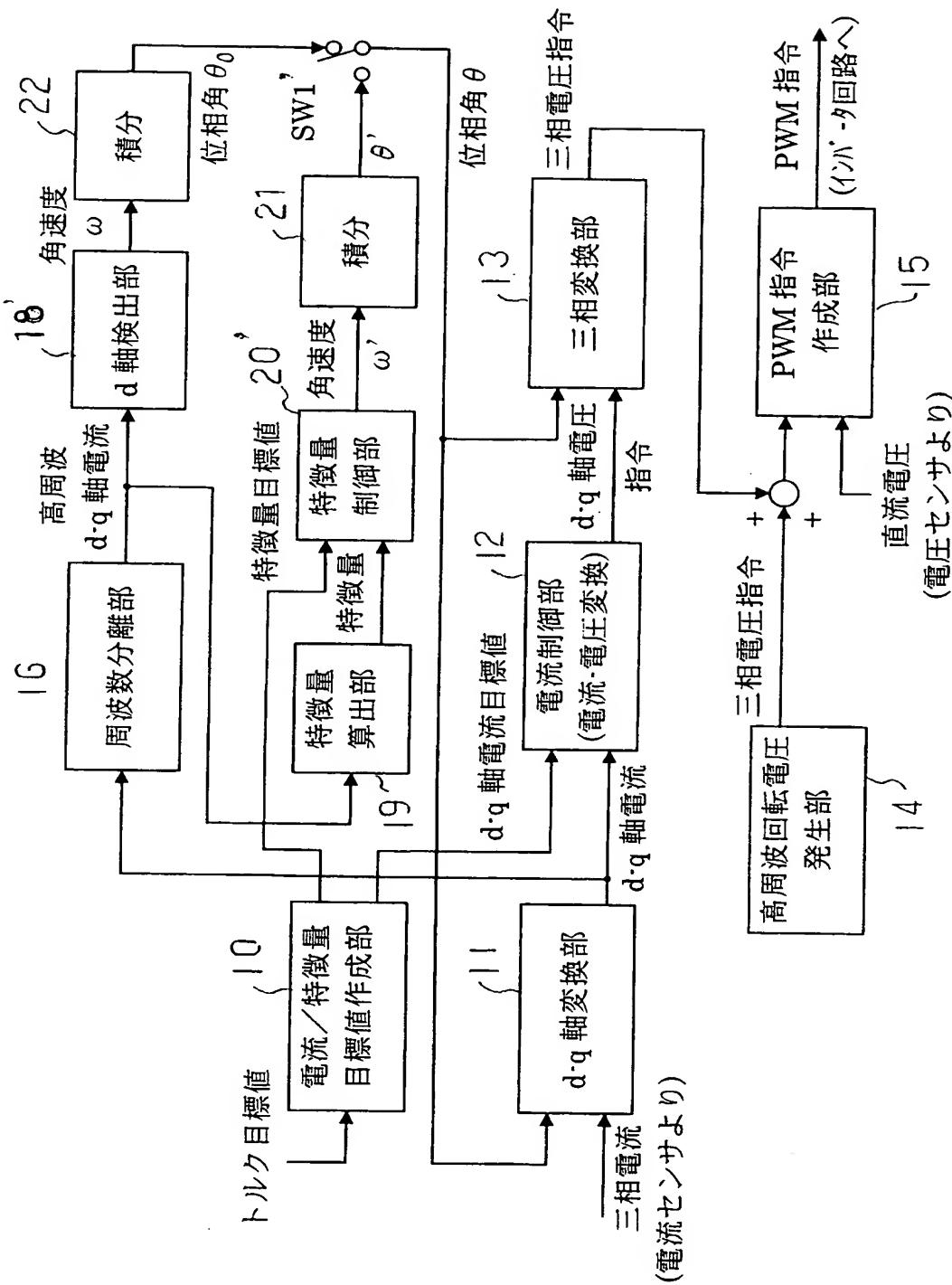
【図 25】

( 図 25 )



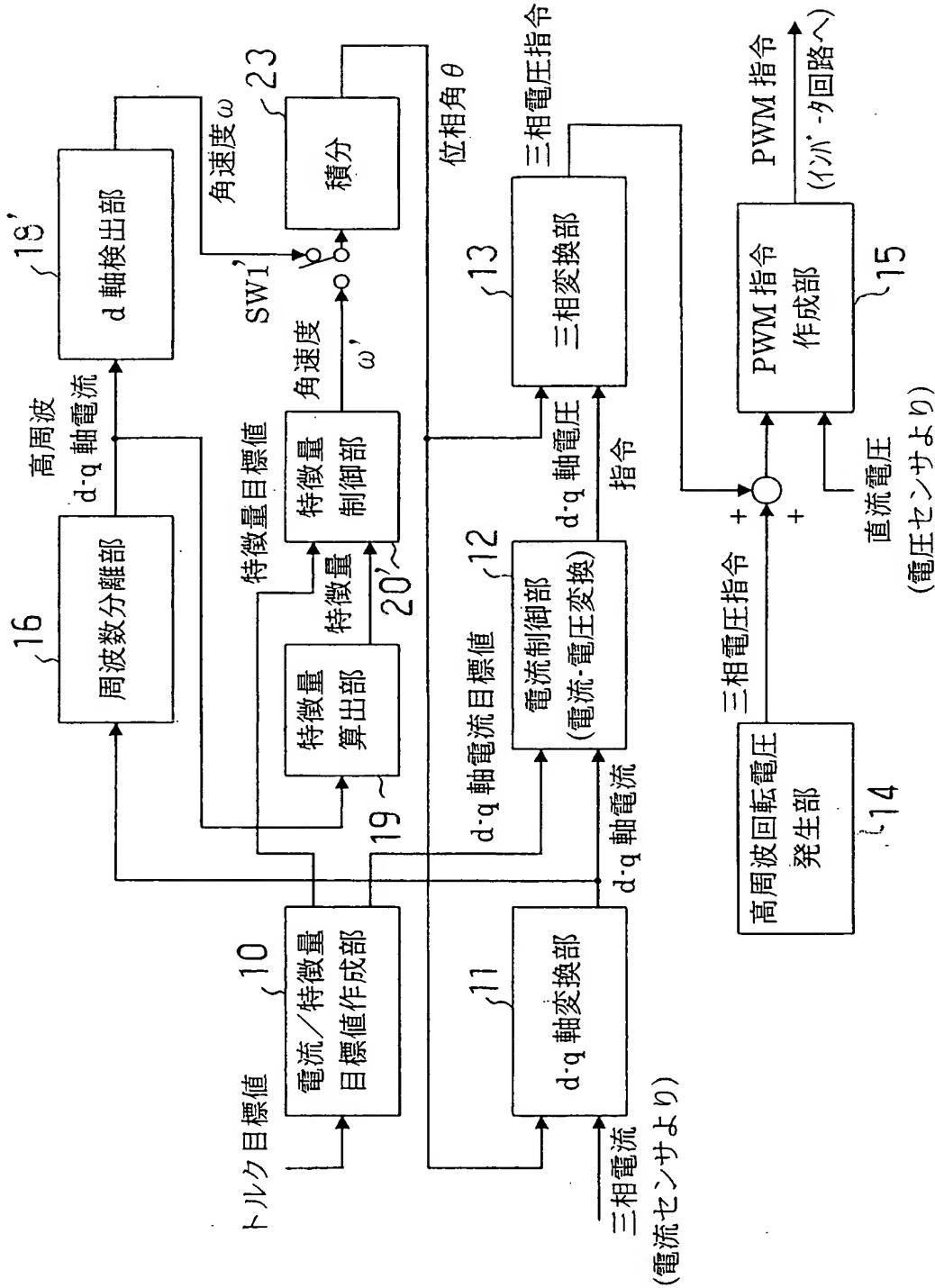
【図 26】

(図 26)

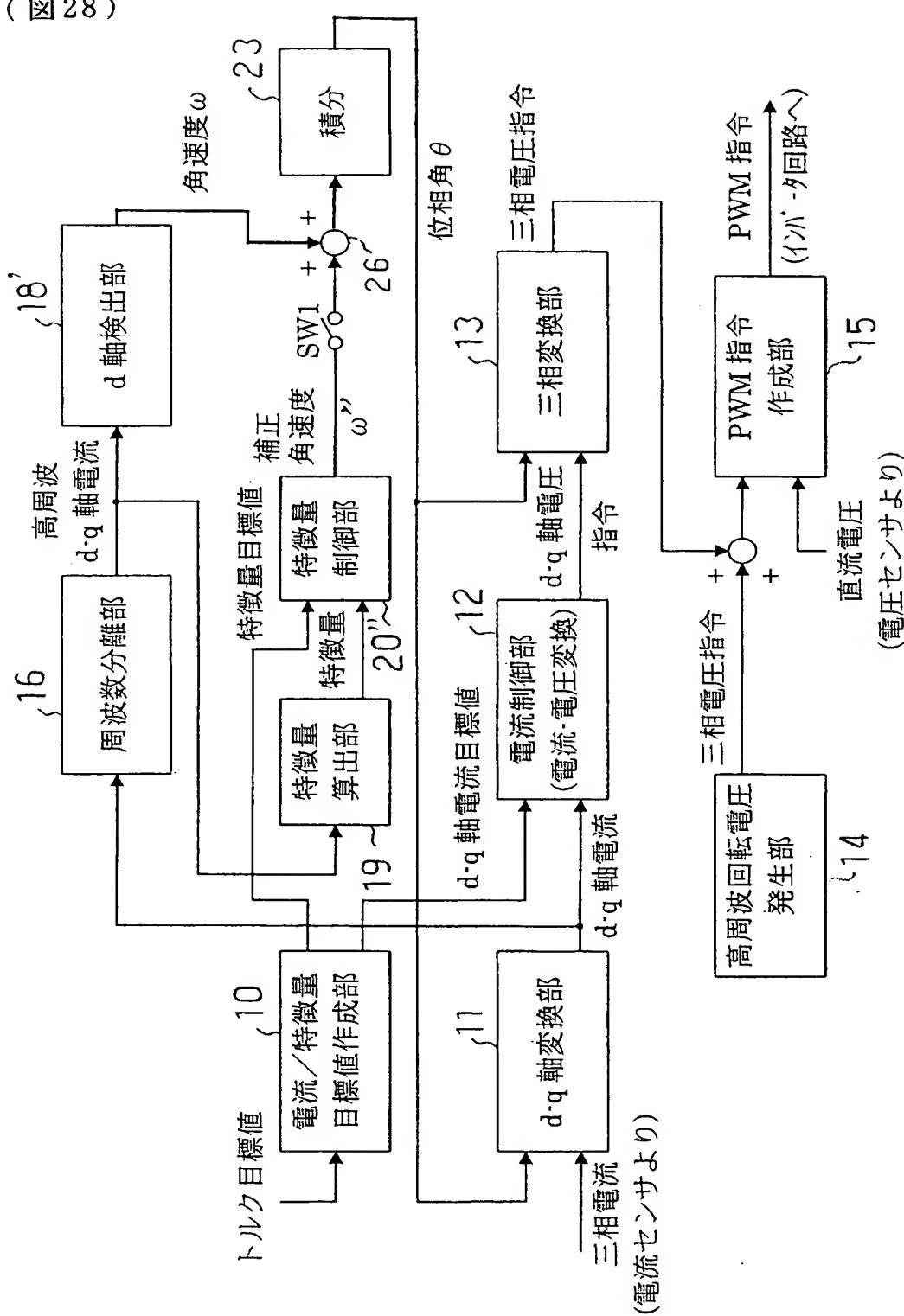


【図27】

( 図 27 )

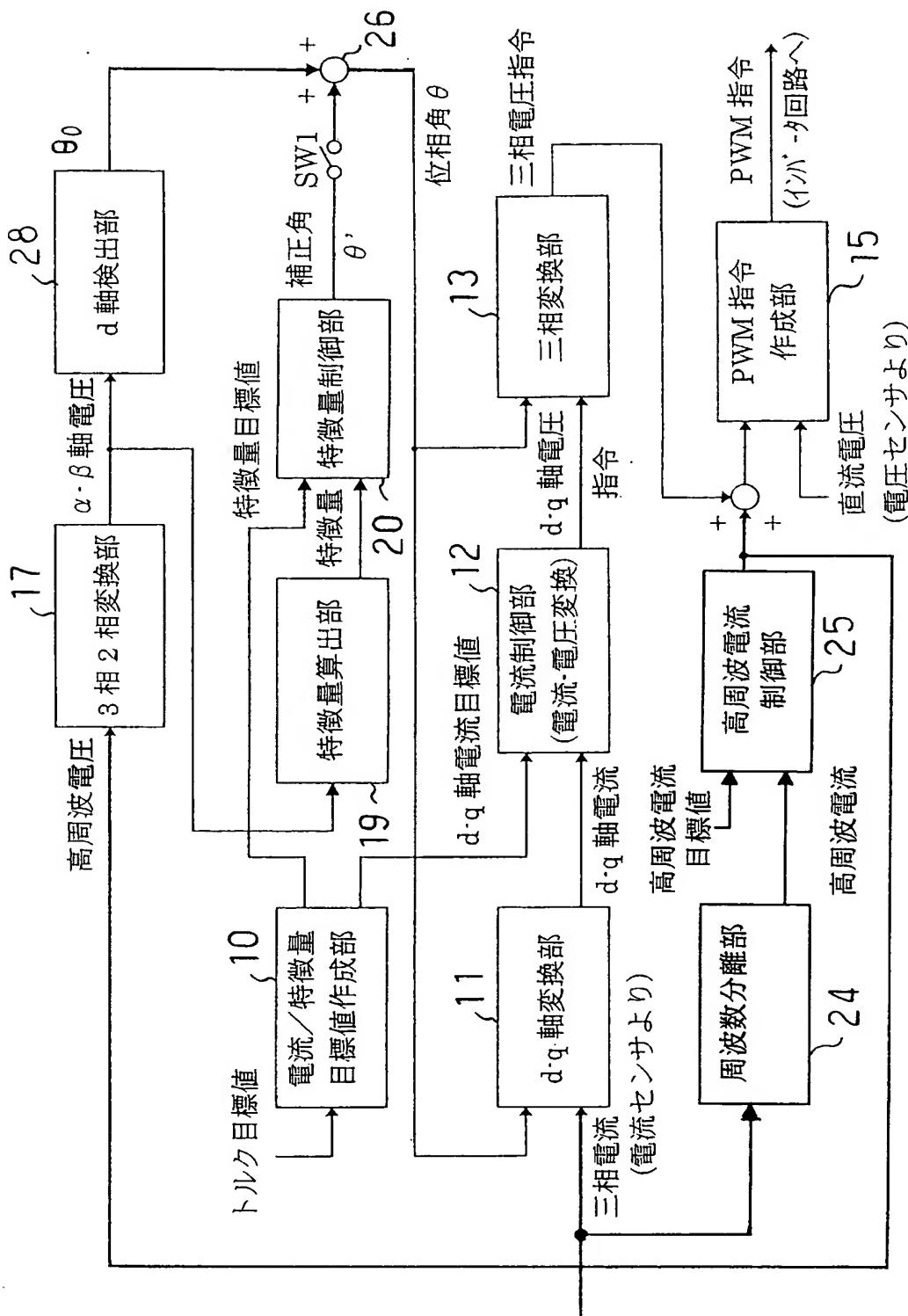


【図28】  
（図28）



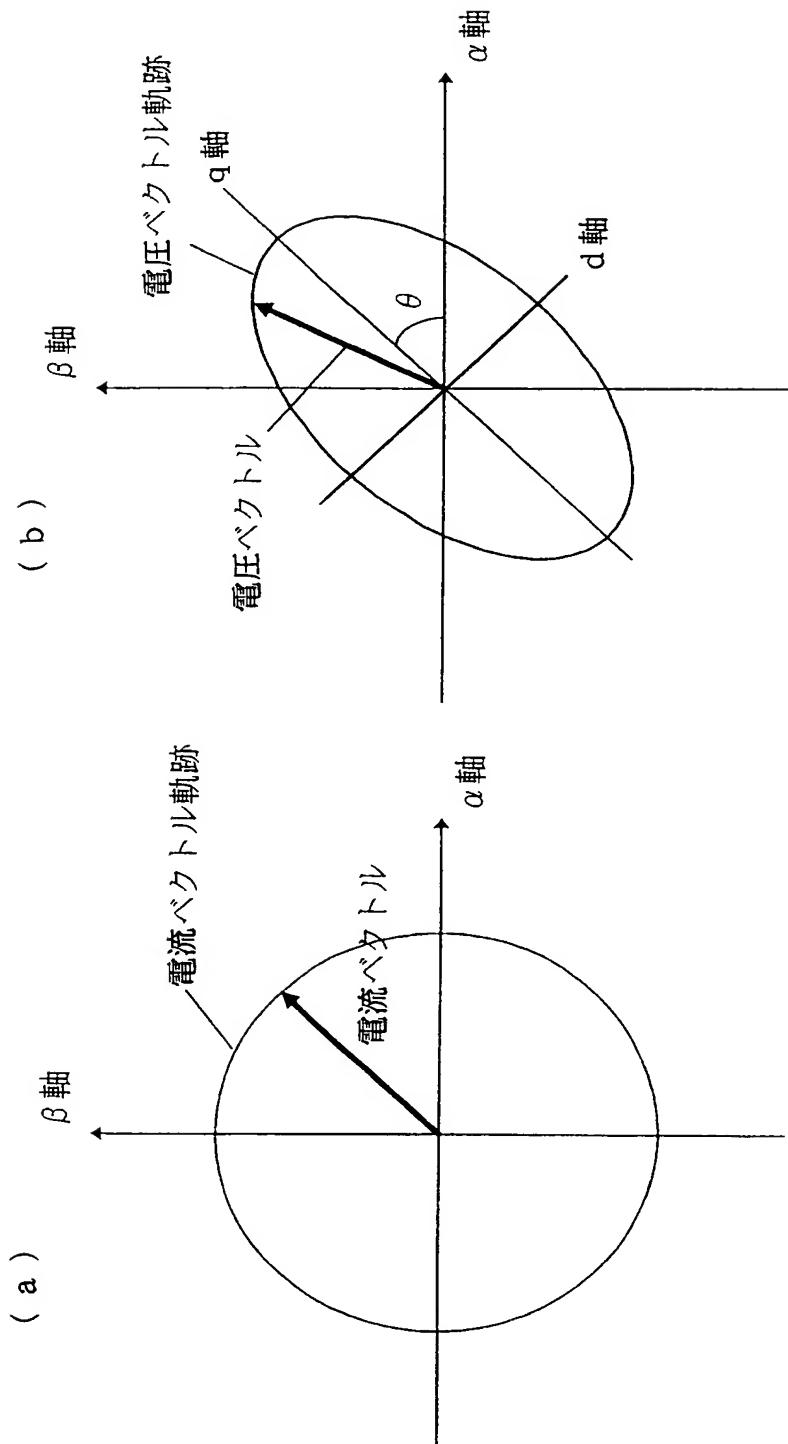
【図29】

(図29)



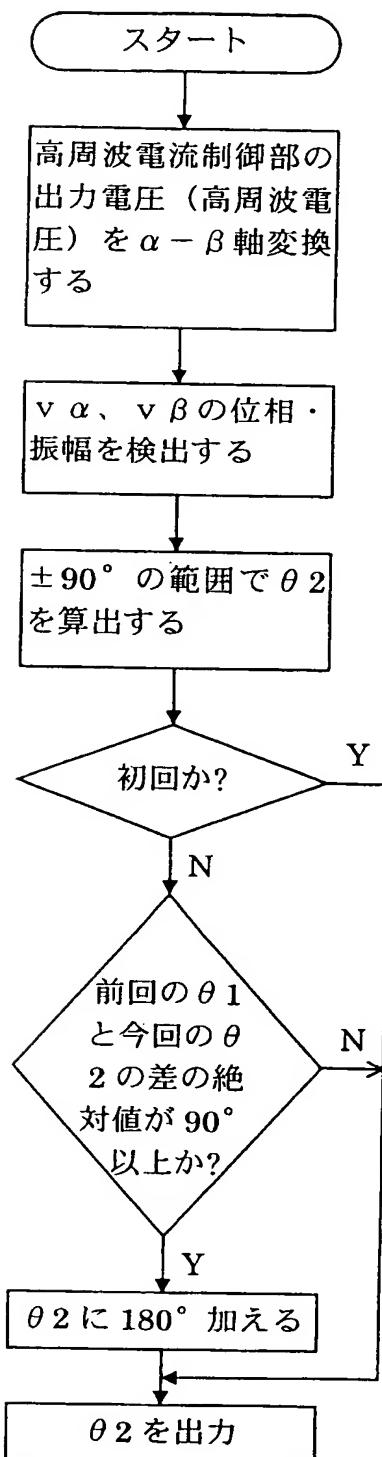
【図30】

(図30)



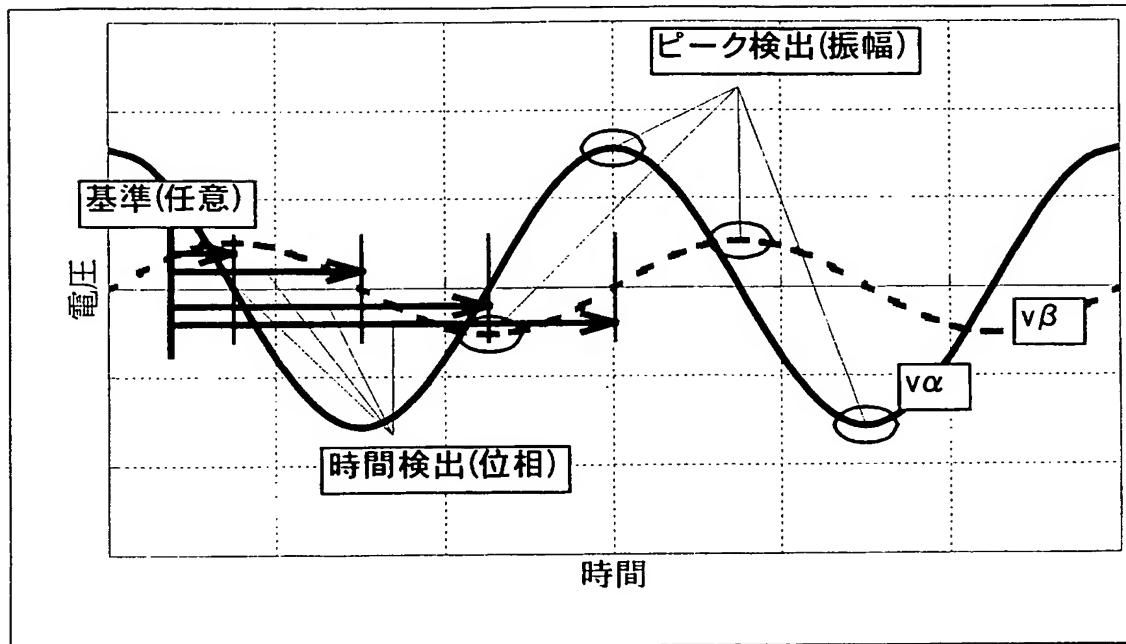
【図31】

(図31)



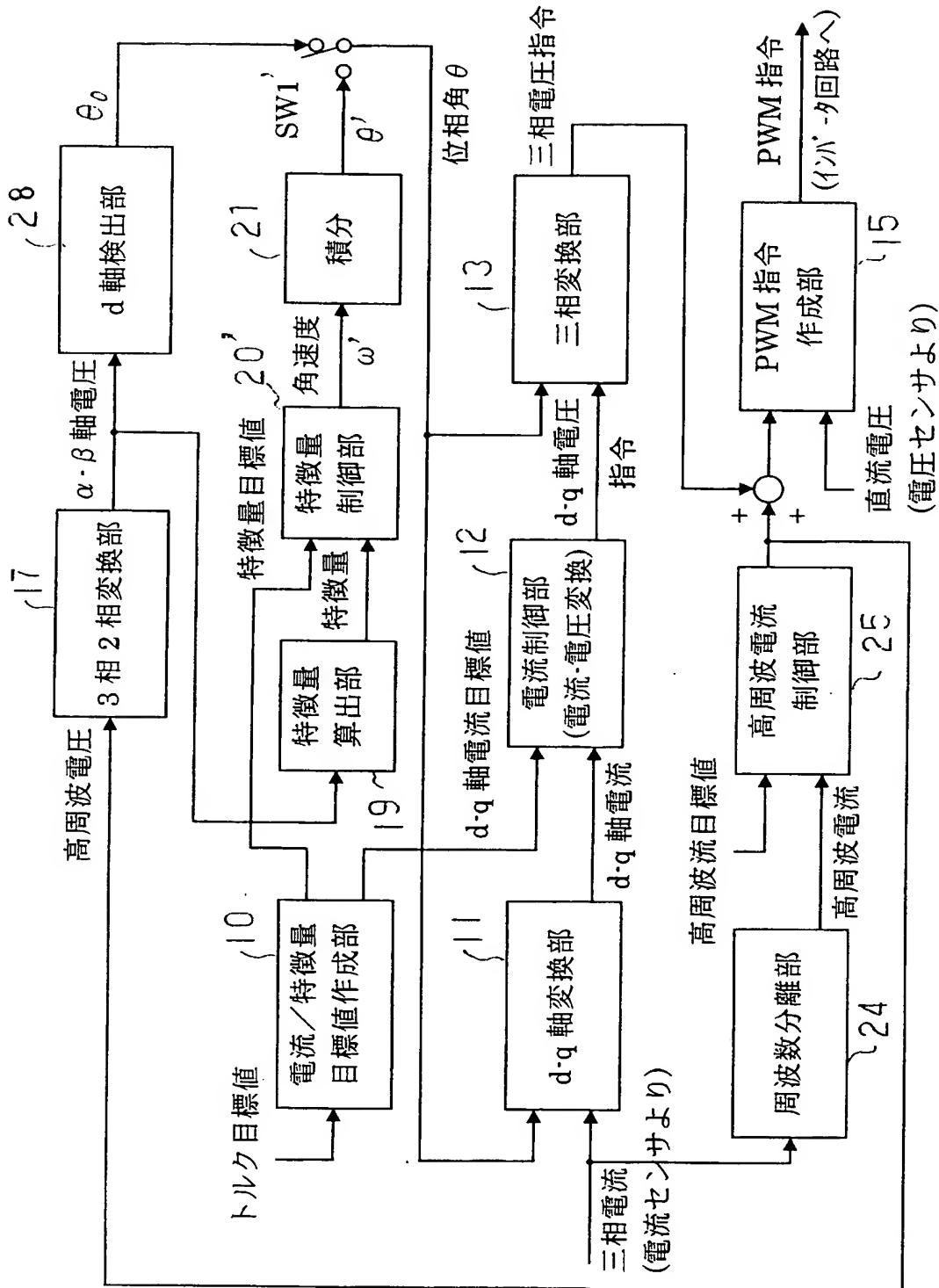
【図32】

(図32)



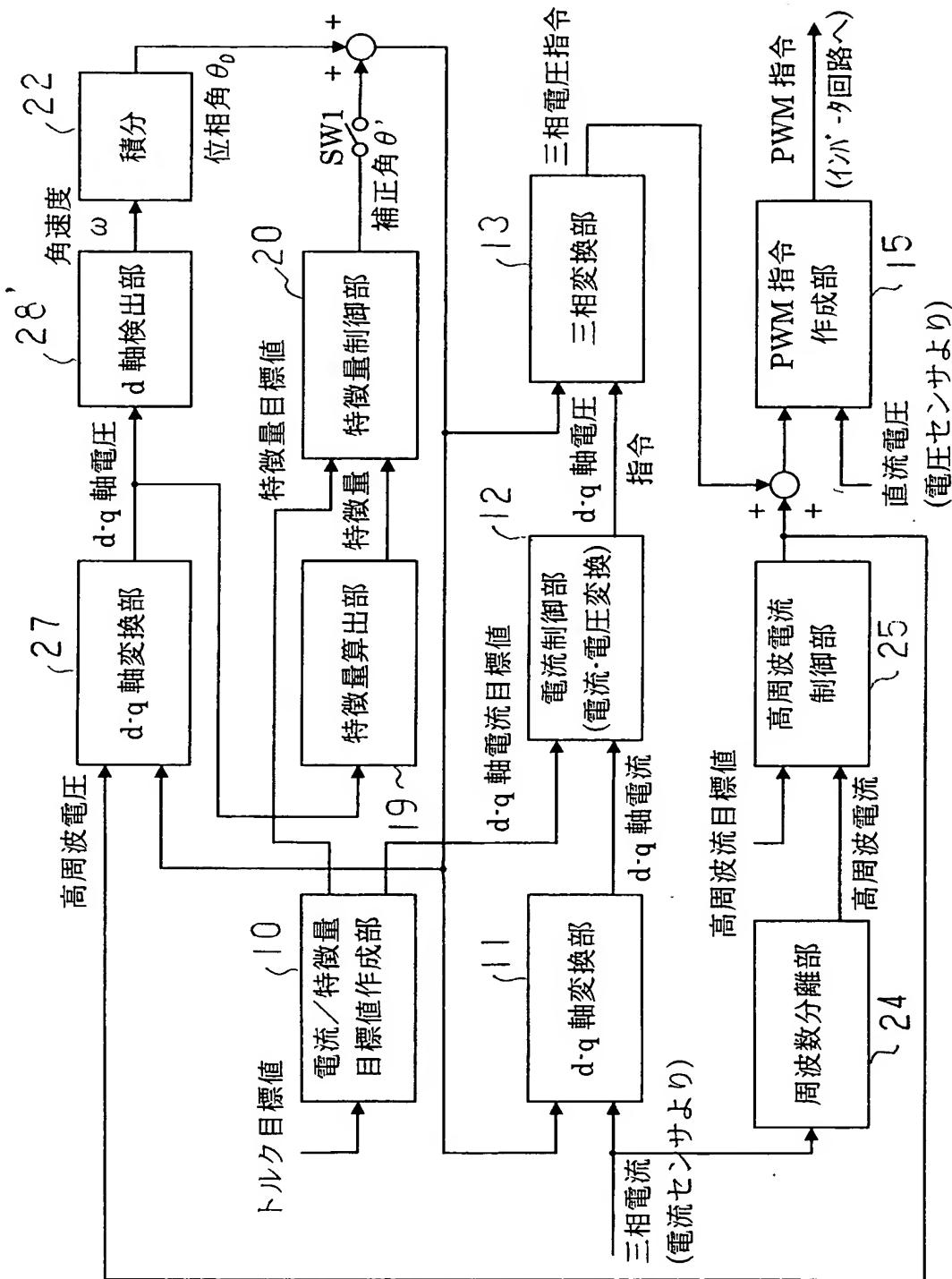
【図33】

(図33)



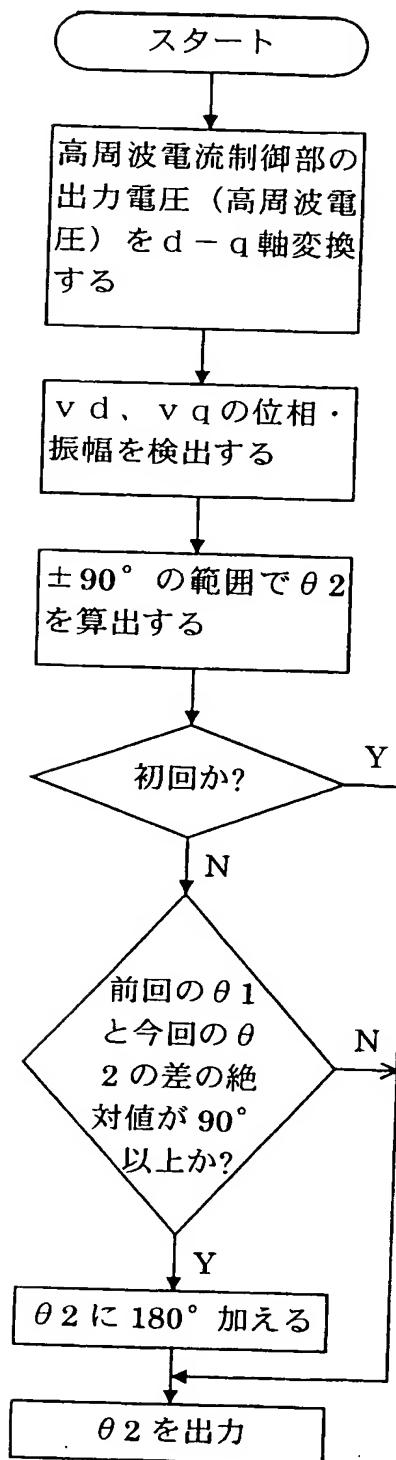
【図 34】

(図 34)



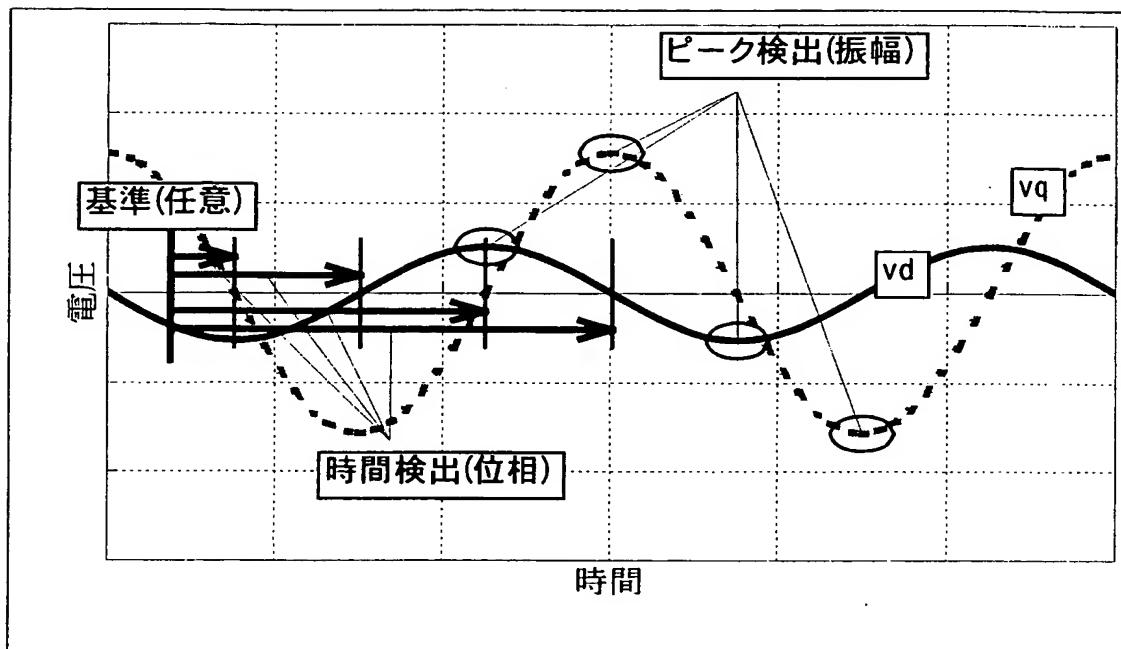
【図35】

(図35)



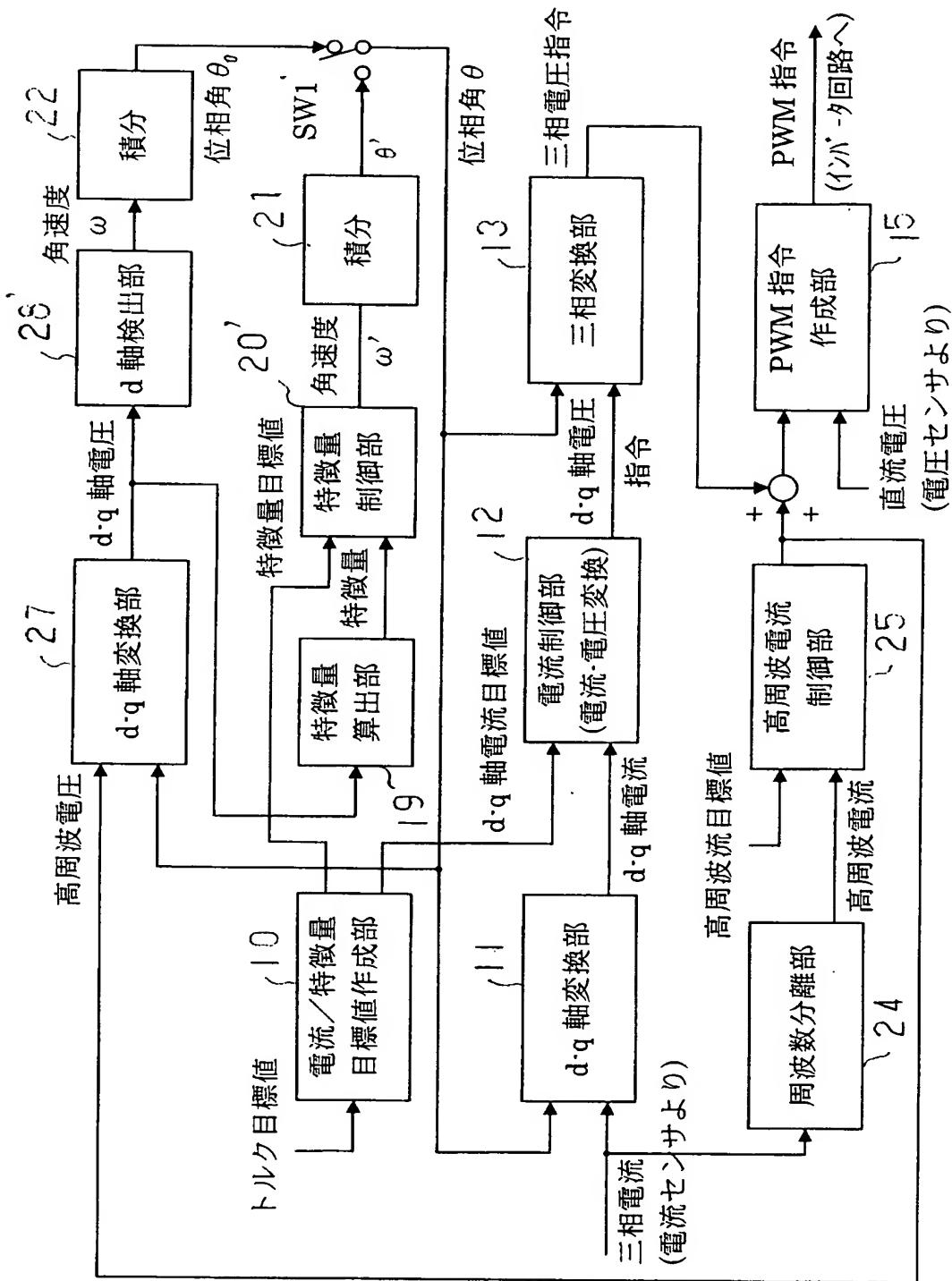
【図36】

(図36)



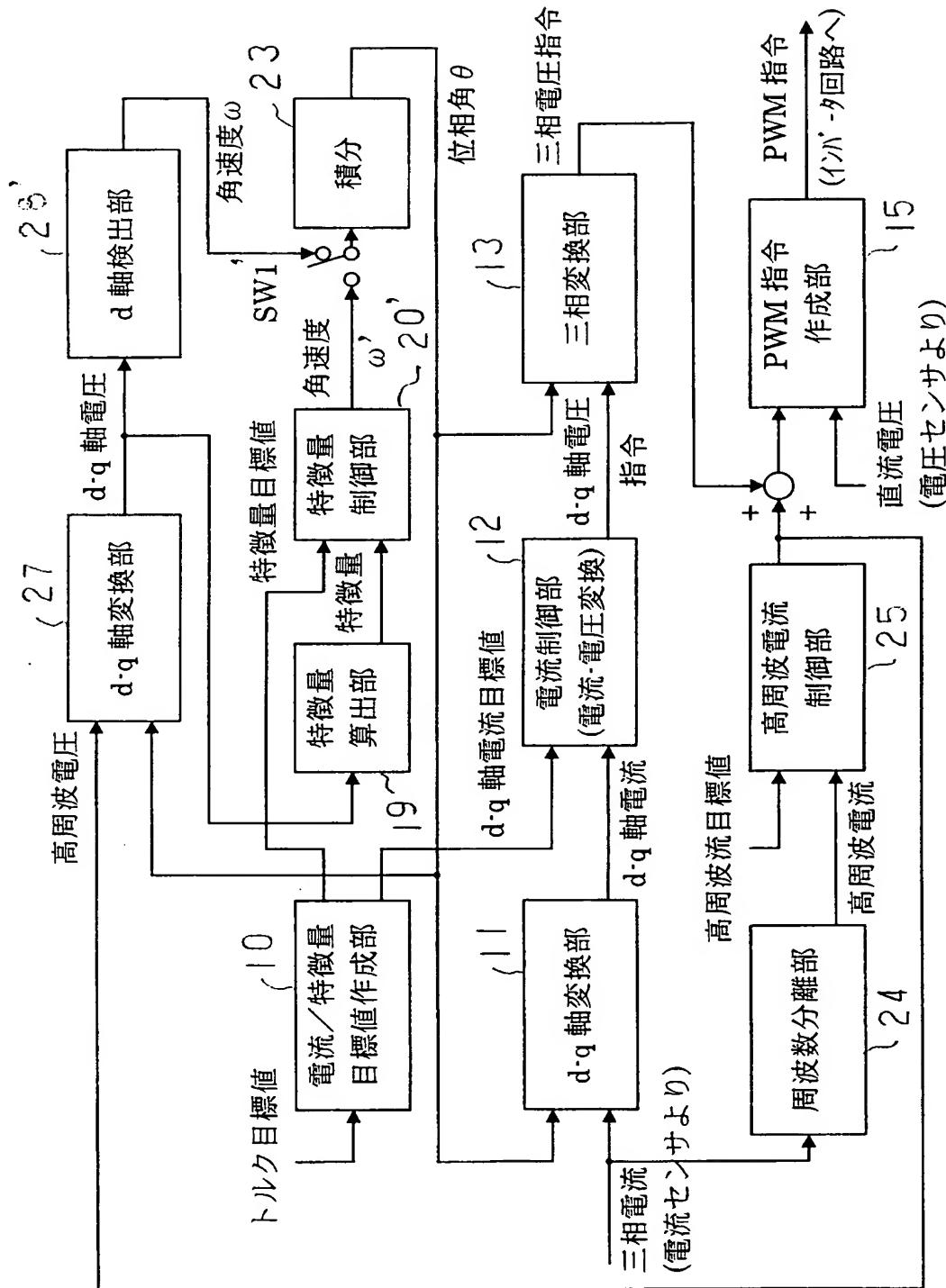
【図37】

(図37)



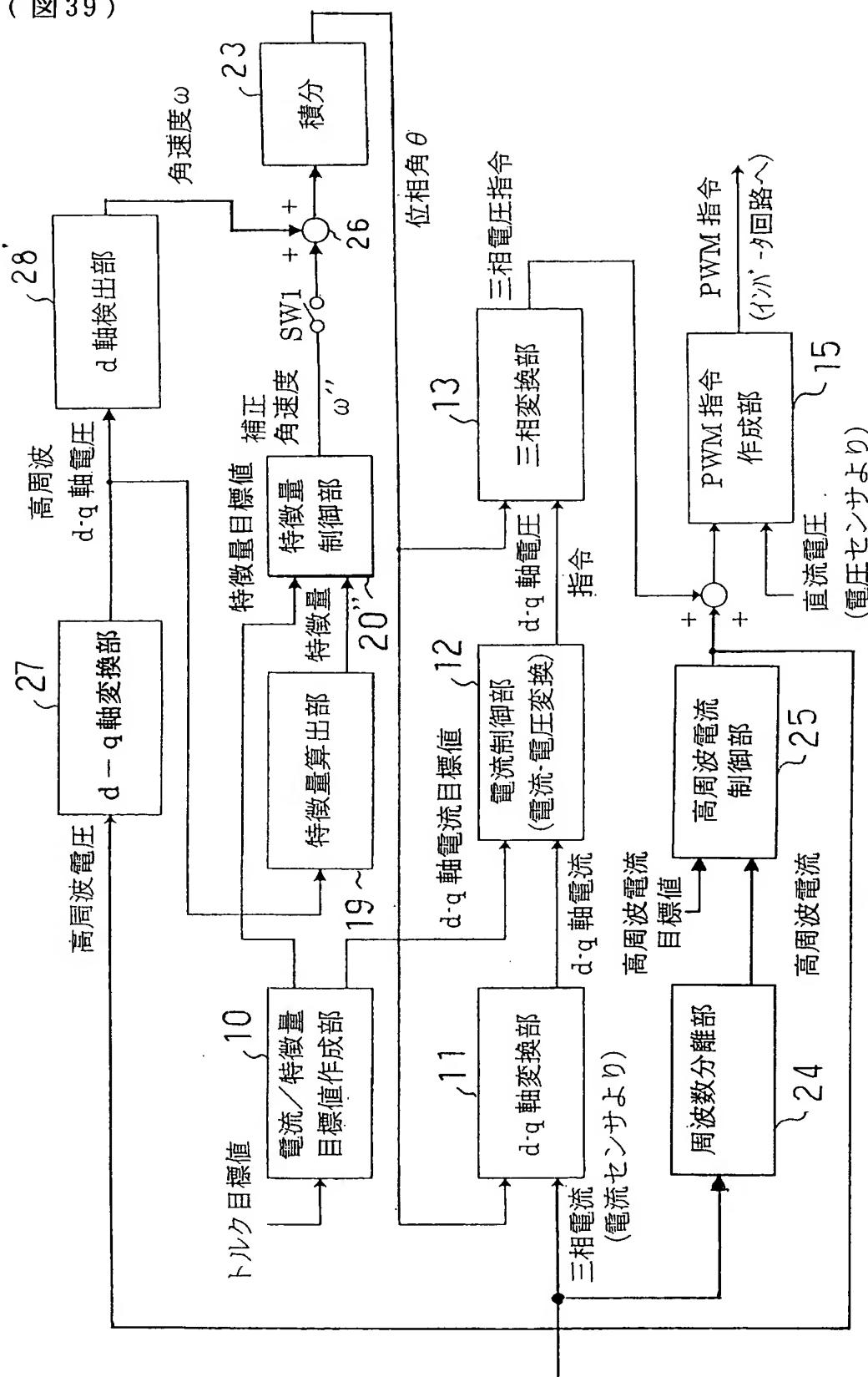
【図38】

(図38)



【図39】

(図39)



【書類名】要約書

【要約】

【課題】回転子の位相角をセンサレスで検出する際に、高負荷時でもセンサレス動作が可能な電動機の制御装置を提供する。

【解決手段】目標トルク値に応じて、電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量の目標値を算出し、電動機を駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畠電流を重畠し、該重畠電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量実際値を検出し、特徴量目標値と特徴量実際値とに基づいて、電動機の位相角を検出する電動機の制御装置。重畠電流の大きさから得られる特徴量をフィードバックすることにより、検出位相を操作（特徴量が目標値より大きい場合は検出位相を進め、小さい場合は遅らせる）する制御を行うので、磁気飽和が生じる高負荷域でもセンサレスで位相角（回転子磁極位置）の検出が可能になるという効果がある。

【選択図】

図 2

**認定・付加情報**

特許出願の番号	特願 2003-271330
受付番号	50301125052
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成 15 年 7 月 10 日

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

**【特許出願人】**

【識別番号】	000003997
【住所又は居所】	神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地
【氏名又は名称】	日産自動車株式会社

**【代理人】**

【識別番号】	100075753
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内一丁目 5 番 1 号 新丸ノ内 ビルディング 2 階 15 区
【氏名又は名称】	和泉 良彦

**【選任した代理人】**

【識別番号】	100081341
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内一丁目 5 番 1 号 新丸ノ内 ビルディング 2 階 15 区
【氏名又は名称】	小林 茂

特願 2003-271330

出願人履歴情報

識別番号 [000003997]

1. 変更年月日 1990年 8月31日

[変更理由] 新規登録

住所 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地  
氏名 日産自動車株式会社